



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Departamento de Tecnología Electrónica

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA (GSEP)

“ESTUDIO COMPARATIVO DE LOS CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA: REDUCTOR CON FILTRO DE ENTRADA Y SÚPER REDUCTOR”

PROYECTO FIN DE CARRERA INGENIERÍA INDUSTRIAL

AUTOR

JUAN MARTÍN BAIDES

DIRECTOR DEL PROYECTO

VIRGILIO VALDIVIA GUERRERO

TUTOR DEL PROYECTO

ANDRÉS BARRADO BAUTISTA

JULIO 2011

Agradecimientos

Quisiera dedicar este proyecto fin de carrera a mi familia, en especial a mis padres y hermanos, por el todo el apoyo que me han brindado durante todos estos duros años de carrera.

!!! Muchas Gracias...!!!

También quiero dar las gracias al departamento de Tecnología Electrónica, en especial a Virgilio Valdivia Guerrero y Andrés Barrado Bautista, director y tutor del proyecto respectivamente, por la inestimable ayuda que me han ofrecido para la realización y consecución del mismo.

!!! Muchas Gracias...!!!

De igual modo, quiero agradecer a mis compañeros de universidad y amigos la paciencia que han tenido conmigo durante todos estos años. Sin ellos, no habría sido capaz de llegar al final de esta etapa de mi vida.

!!! Muchas Gracias...!!!

Índice

LISTA DE TABLAS.....	v
LISTA DE TABLAS.....	xiii
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS Y SIMBOLOS.....	xv
1 INTRODUCCIÓN.....	3
1.1 ÁMBITO DEL PROYECTO FIN DE CARRERA.....	3
1.1.1 Fuentes de alimentación lineales.....	3
1.1.2 Fuentes de alimentación conmutadas.....	4
1.2 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO.....	7
1.3 OBJETIVOS.....	12
1.4 ESTRUCTURA DEL PROYECTO.....	13
2 ANÁLISIS Y COMPARATIVA ESTÁTICA.....	19
2.1 ANÁLISIS ESTÁTICO.....	20
2.1.1 Convertidor Reductor.....	20
2.1.2 Convertidor Súper Reductor.....	22
2.2 DIFERENCIAS EN TERMINOS DE VALORES MEDIOS Y RIZADOS	23
2.2.1 Respecto al rizado de la corriente de entrada o de la bobina L1.....	24
2.2.2 Respecto al rizado de la corriente de salida.....	25
2.2.3 Respecto al valor medio de corriente por la bobina L2.....	27
2.2.4 Resumen de las diferencias entre valores medios y rizados.....	28
2.3 COMPARATIVA ENERGÉTICA.....	28
2.3.1 Influencia en la comparativa energética de la bobina L1.....	31
2.3.2 Influencia en la comparativa energética de la bobina L2.....	33

2.3.3 Comparativa energética: Reductor vs. Súper Reductor.....	35
2.3.4 Conclusiones respecto a la comparativa energética.....	40
2.4 CONVERTIDOR SÚPER REDUCTOR CON BOBINAS ACOPLADAS..	41
2.4.1 Mejoras al acoplar los inductores del Súper Reductor.....	43
2.4.2 Comparativa energética con el Súper Reductor Acoplado.....	48
2.4.3 Conclusiones respecto al acoplamiento de los inductores.....	52
3 ANÁLISIS Y COMPARATIVA DINÁMICA.....	57
3.1 MODELADO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	59
3.1.1 Convertidor Reductor sin filtro de entrada.....	60
3.1.2 Convertidor Reductor.....	61
3.1.3 Convertidor Súper Reductor.....	63
3.2 ESTUDIO DE LA ETAPA DE POTENCIA O PLANTA.....	64
3.2.1 Convertidor Reductor sin filtro de entrada.....	65
3.2.2 Convertidor Reductor.....	67
3.2.3 Convertidor Súper Reductor.....	70
3.2.4 Comparativa respecto a la etapa de potencia.....	75
3.3 EJEMPLO DE COMPARATIVA ESTÁTICA Y DINÁMICA.....	79
3.4 ESTUDIO DEL EFECTO <i>DAMPING</i> EN LA PLANTA.....	81
3.4.1 Conclusión respecto al <i>damping</i>	86
3.5 ESTUDIO DEL LAZO DE REALIMENTACIÓN.....	87
3.5.1 Lazo interno de corriente.....	88
3.5.2 Lazo externo de tensión.....	96
3.5.3 Comparativa dinámica con doble lazo implementado.....	101
3.6 CONVERTIDOR SÚPER REDUCTOR CON BOBINAS ACOPLADAS	103
3.6.1 Modelado de la planta.....	103
3.6.2 Estudio de la etapa de potencia.....	104
3.7 CONCLUSIONES RESPECTO A LA COMPARATIVA DINÁMICA...	106

4	CONCLUSIONES FINALES DEL PROYECTO.....	111
5	ESTUDIO ECONÓMICO.....	117
5.1	COSTE DEL DESARROLLO DE INGENIERÍA.....	117
5.2	PRESUPUESTO.....	118
	ANEXOS.....	119
	ANEXO 1: OBTENCIÓN DE VALORES MEDIOS Y RIZADOS.....	121
	ANEXO 2: OBTENCIÓN DE EXPRESIONES.....	129
	ANEXO 3: RESUMEN DE FORMULAS DEL CAPÍTULO 2.....	133
	ANEXO 4: OBTENCIÓN DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA.....	135
	ANEXO 5: VALIDACIÓN DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA.....	143
	ANEXO 6: ANÁLISIS DEL DAMPING EN OTROS EJEMPLOS.....	151
	ANEXO 7: DISEÑO DEL REGULADOR: MÉTODO DE LA K.....	155
	REFERENCIAS.....	159

LISTA DE FIGURAS

FIG	TÍTULO	PÁG
Capítulo 1		
1.1	Estructura básica de un sistema de alimentación lineal	4
1.2	Estructura básica de un sistema de alimentación conmutado a lazo abierto	5
1.3	Estructura de un sistema de alimentación conmutado a lazo cerrado	5
1.4	Forma de las corrientes a la entrada y a la salida de un convertidor CC/CC de 2º orden	6
1.5	Forma de las corrientes a la entrada y salida de un convertidor CC/CC de 4º orden	8
1.6	Esquema interno de la PCU	10
1.7	Esquema del modulador del regulador del panel solar	11
1.8	Esquema del modulador de carga/descarga de la batería	11
1.9	Efecto del CFP en la corriente de línea de un equipo	12
1.10	Esquemáticos de los convertidores objeto de estudio	13
Capítulo 2		
2.1	Esquemático del convertidor Reductor	20
2.2	Simulación en PSIM del convertidor Reductor	21
2.3	Esquemático del convertidor Súper Reductor	22
2.4	Simulación en PSIM del convertidor Súper Reductor	23
2.5	Evolución del rizado de la corriente de entrada en función del ciclo de trabajo	25
2.6	Equivalencia Súper Reductor vs. Reductor respecto a la corriente de salida cuando presentan el mismo valor de rizado	26
2.7	Comparación de valores medios ante un aumento del ciclo de trabajo	27
2.8	Evolución del tamaño relativo de L_1 en función de las especificaciones	32
2.9	Evolución del tamaño relativo de L_2 en función de las especificaciones	34
2.10	Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones de rizado de corriente	37

FIG	TÍTULO	PÁG
2.11	Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones generales con $\zeta_{in} = \zeta_o$	38
2.12	Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones generales con $\zeta_{in} \neq \zeta_o$	39
2.13	Esquemático del convertidor SR. Acoplado	41
2.14	Simulación en PSIM del convertidor SR. Acoplado con $K=0,65$	42
2.15	Corriente de entrada en el SR. Acoplado cuando el factor de acoplamiento K adopta diferentes valores	44
2.16	Rizado de la corriente de entrada en SR. Acoplado en función del factor de acoplamiento K para distintos valores del cociente L_2/L_1	45
2.17	Representación gráfica de factores de acoplamiento bajos y altos	45
2.18	Corrientes por las bobinas del Súper Reductor para distintos valores del factor de amortiguamiento K	46
2.19	Rizados de corriente por las bobinas y en la salida del SR. acoplado	47
2.20	Tamaño relativo de bobinas en función del parámetro $\lambda=L_{2_SRA}/L_{1_SRA}$	50
2.21	Factor de acoplamiento K en función del parámetro $\lambda=L_{2_SRA}/L_{1_SRA}$	51

Capítulo 3

3.1	Flujos de energía a través de los componentes en el Reductor y Súper Reductor	58
3.2	Celda de salida de los convertidores	58
3.3	Modelo promediado del convertidor Reductor sin filtro de entrada	60
3.4	Esquemático del convertidor Reductor sin filtro de entrada en condiciones estáticas	60
3.5	Modelo de pequeña señal del convertidor Reductor sin filtro de entrada	61
3.6	Modelo promediado del convertidor Reductor	62
3.7	Esquemático del convertidor Reductor en condiciones estáticas	62
3.8	Modelo de pequeña señal del convertidor Reductor	62
3.9	Modelo promediado del convertidor Súper Reductor	63
3.10	Modelo de pequeña señal del convertidor Súper Reductor	64

FIG	TÍTULO	PÁG
3.11	Ubicación de polos y ceros de la planta del Reductor sin filtro de entrada para el ejemplo 1	66
3.12	Diagrama de bode de la planta del Reductor sin filtro de entrada para el ejemplo 1	66
3.13	Ubicación de polos y ceros de la planta del Reductor para el ejemplo 1	68
3.14	Diagrama de bode de la planta del Reductor para el ejemplo 1	68
3.15	Diagrama de bode de la planta del Reductor para el ejemplo 3	70
3.16	Ubicación de polos y ceros de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 1	71
3.17	Diagrama de bode de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 1	72
3.18	Ubicación de polos y ceros de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 2	73
3.19	Diagrama de bode de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 2	73
3.20	Diagrama de bode de la planta del convertidor Súper Reductor para el ejemplo 3	74
3.21	Diagrama de bode de la planta del convertidor Súper Reductor para el ejemplo 3 modificando el ciclo de trabajo	75
3.22	Diagrama de bode para apreciar distancia entre resonancias	76
3.23	Equivalencia del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada	77
3.24	Respuesta en frecuencia de la planta del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada	78
3.25	Mapa de polos y ceros del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada	79
3.26	Diagrama de bode de la planta del Reductor y Súper Reductor (tablas 3.6 y 3.7)	80
3.27	Diagrama de bode de la planta del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4	81
3.28	a) Esquema eléctrico del filtro LC. b) Función de transferencia del filtro LC. c) Respuesta en frecuencia del filtro LC	82

FIG	TÍTULO	PÁG
3.29	Posición de una rama de amortiguamiento genérica para el estudio del <i>damping</i>	83
3.30	Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=1,5$	84
3.31	Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=1,5$	84
3.32	Respuesta en frecuencia con y sin <i>Damping</i> para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n=1,5$	85
3.33	Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$	85
3.34	Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$	86
3.35	Respuesta en frecuencia con y sin <i>Damping</i> para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n=4$	86
3.36	Estructura genérica de un convertidor CC/CC controlado	88
3.37	Elementos del lazo interno de corriente	88
3.38	Diagrama de bloques del lazo interno de corriente	89
3.39	Esquema eléctrico del Regulador tipo II	90
3.40	Respuesta en frecuencia del regulador tipo II	90
3.41	Esquema eléctrico del Modulador PWM	91
3.42	Descripción gráfica del método de la K	92
3.43	Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 sin <i>damping</i>	93
3.44	Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=1,5$	93
3.45	Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	94
3.46	Respuesta temporal del Reductor y Súper Reductor con lazo de corriente implementado para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	94
3.47	Diagrama de bloques de la expresión (3.30)	95

FIG	TÍTULO	PÁG
3.48	Diagrama de bode del lazo cerrado de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	96
3.49	Esquema de control con doble lazo implementado	96
3.50	Esquema equivalente de los convertidores con doble lazo	97
3.51	Comportamiento de los convertidores como fuentes de corriente programable	97
3.52	Diagrama de bloques con doble lazo implementado	98
3.53	Diagrama de bloques del doble lazo simplificado	98
3.54	Esquema y función de transferencia del sensor de tensión	99
3.55	Diagrama de bode del lazo abierto de tensión del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	100
3.56	Diagrama de bode del lazo cerrado de tensión del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	100
3.57	Representación temporal de las magnitudes: Tensión de carga, corriente de carga, corriente de salida y referencia del lazo interno de corriente, en Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=1.5$	101
3.58	Representación temporal de las magnitudes: Tensión de carga, corriente de carga, corriente de salida y referencia del lazo interno de corriente, en Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$	102
3.59	Modelo promediado del convertidor SR. Acoplado	103
3.60	Modelo de pequeña señal del convertidor SR. Acoplado	104

Anexos

A1.1	Esquemático del convertidor Reductor	121
A1.2	Señales en régimen permanente en el convertidor Reductor	121
A1.3	Esquemático del convertidor Súper Reductor	124
A1.4	Señales en régimen permanente en el convertidor Súper Reductor	124
A1.5	Esquemático del convertidor SR. Acoplado	126
A4.1	Modelo en pequeña señal del Reductor sin filtro de entrada	135

FIG	TÍTULO	PÁG
A4.2	Modelo en pequeña señal simplificado del Reductor sin filtro de entrada	135
A4.3	Modelo en pequeña señal del Reductor	136
A4.4	Modelo en pequeña señal simplificado del Reductor	136
A4.5	Modelo en pequeña señal del Súper Reductor	137
A4.6	Modelo en pequeña señal simplificado del Súper Reductor	137
A4.7	Modelo en pequeña señal del SR. Acoplado	138
A4.8	Modelo en pequeña señal simplificado del SR. Acoplado	138
A4.9	Esquema eléctrico del Regulador con red pasiva duplicada	139
A4.10	Diagrama de bloques del regulador con red pasiva duplicada	140
A4.11	Esquema eléctrico del Regulador sin red pasiva duplicada	140
A4.12	Diagrama de bloques del regulador tipo II sin red pasiva duplicada	141
A5.1	Ejemplo de la planta del Reductor sin filtro de entrada para validar su FDT	142
A5.2	Validación de la función de transferencia del Reductor sin filtro de entrada a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	142
A5.3	Ejemplo de la planta del Reductor para validar su FDT	144
A5.4	Validación de la función de transferencia del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	144
A5.5	Ejemplo de la planta del Súper Reductor para validar su FDT	145
A5.6	Validación de la función de transferencia del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	145
A5.7	Ejemplo de la planta del SR. Acoplado para validar su FDT	146
A5.8	Validación de la función de transferencia del SR. Acoplado a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	146
A5.9	Ejemplo del lazo interno de corriente en el Reductor para validar su FDT en bucle abierto	147
A5.10	Validación de la función de transferencia del lazo abierto de corriente del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	147

FIG	TÍTULO	PÁG
A5.11	Ejemplo del lazo interno de corriente en el Súper Reductor para validar su FDT en bucle abierto	148
A5.12	Validación de la función de transferencia del lazo abierto de corriente del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	148
A5.13	Ejemplo del lazo externo de tensión en el Reductor para validar su FDT en bucle abierto	149
A5.14	Validación de la función de transferencia del lazo abierto de tensión del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	149
A5.15	Ejemplo del lazo externo de tensión en el Súper Reductor para validar su FDT en bucle abierto	150
A5.16	Validación de la función de transferencia del lazo abierto de tensión del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD	150
A6.1	Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 1 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	151
A6.2	Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 1 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	152
A6.3	Respuesta en frecuencia con y sin <i>Damping</i> para el ejemplo 1. Rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	152
A6.4	Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 2 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	153
A6.5	Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 2 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	153
A6.6	Respuesta en frecuencia con y sin <i>Damping</i> para el ejemplo 2. Rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$	154
A7.1	Descripción gráfica del método de la K	155
A7.2	Esquema eléctrico de un regulador tipo II	156

LISTA DE TABLAS

TAB	TÍTULO	PÁG
Capítulo 1		
1.1	Esquemáticos, funciones de transferencia estáticas y formas de onda de las corrientes de entrada y salida en distintas topologías de 2º orden	6
1.2	Esquemáticos y funciones de transferencia estáticas en distintas topologías de 4º orden	8
Capítulo 2		
2.1	Ejemplo utilizado a lo largo de todo el capítulo 2	21
2.2	Resultados teóricos de valores medios y rizados del convertidor Reductor	21
2.3	Resultados teóricos de valores medios y rizados del convertidor Súper Reductor	23
2.4	Especificaciones de trabajo a imponer en los convertidores: generales y de Rizados	29
2.5	Resultados teóricos de valores medios y rizados del convertidor SR. Acoplado	42
2.6	Ejemplo utilizado para demostrar que el SR. Acoplado es capaz de trabajar con menor rizado de corriente en la salida que en la entrada	47
Capítulo 3		
3.1	Ejemplo 1	65
3.2	Ejemplo 2	65
3.3	Ejemplo 3	65
3.4	Ejemplo del convertidor Súper Reductor utilizado para ver comportamiento como sistema de 2º orden	78
3.5	Ejemplo del convertidor Reductor sin filtro de entrada utilizado para comprobar la equivalencia expuesta en la figura (3.23) o en la expresión (3.22)	78
3.6	Especificaciones de régimen permanente para la obtención del ejemplo número 4	80

TAB	TÍTULO	PÁG
3.7	Valor de las inductancias que cumplen las especificaciones recogidas en la tabla 3.6	80
3.8	Ejemplo 4	81
3.9	Ejemplo utilizado para observar el cambio de posición en los polos de la etapa de potencia del SR. Acoplado	106
3.10	Polos del SR. Acoplado cuando el factor de acoplamiento K adopta distintos valores	106
Capítulo 5		
5.1	Costes correspondientes al desarrollo de ingeniería	117
5.2	Presupuesto final del proyecto	118
Anexos		
A3.1	Resumen de las formulas que permiten conocer el valor de los rizados de corriente y tensión en las bobinas y condensadores respectivamente	133
A3.2	Resumen de las formulas de todos los parámetros que intervienen en la comparativa energética en condiciones estáticas realizada en la capítulo 2	133
A6.1	Ejemplo 1 recogido en la tabla 3.1	151
A6.2	Ejemplo 2 recogido en la tabla 3.2	151

Índice acrónimos y símbolos

A	Amperio
APR	Regulador del Panel Solar
BCDR	Módulo de carga/descarga de la batería
BCR	Módulo de carga de la batería
BDR	Módulo de descarga de la batería
$BC_i(s)$	Función de transferencia en bucle cerrado del lazo de corriente
C	Valor de capacidad
C_d	Capacidad del Condensador de la rama de amortiguamiento
CA	Corriente Alterna
CC	Corriente Continua
CFP	Corrección del Factor de Potencia
D	Ciclo de trabajo en régimen permanente
d	Ciclo de trabajo en régimen dinámico
dB	Decibelio
dec	Década
E	Energía almacenada
EMI	Interferencias Electromagnéticas
ESA	Agencia Aeroespacial Europea
F	Faradio
$F()$	Representa una función o aplicación lineal de lo contenido en el paréntesis
FDT	Función de transferencia
f	Frecuencia de conmutación
f_{con}	Frecuencia de conmutación
f_c	Frecuencia de corte del lazo de control
f_{ci}	Frecuencia de corte del lazo de corriente
f_{cv}	Frecuencia de corte del lazo de tensión
f_{res}	Frecuencia de resonancia
G_{id}	Función de transferencia en modo corriente de la planta de los convertidores
$G_{mod}(s)$	Función de transferencia del Modulador
$G_v(s)$	Función de transferencia en modo tensión de la planta de los convertidores
H	Henrio

I_{in}	Corriente de entrada al convertidor o corriente por la bobina L_1
I_{L1}	Corriente por la bobina L_1
I_{L2}	Corriente por la bobina L_2
$Im []$	Parte imaginaria
I_o	Corriente de salida del convertidor (la que precede al convertidor de salida)
I_q	Corriente que circula por la carga
I_{ref}	Corriente de referencia del lazo de corriente
K	Parámetro intrínseco al método de cálculo de reguladores del mismo nombre
K	Factor de acoplamiento entre los inductores del Súper Reductor Acoplado
$K_i(s)$	Función de transferencia del elemento sensor del lazo de corriente
$K_v(s)$	Función de transferencia del elemento sensor del lazo de tensión
L	Valor de inductancia
L_m	Inductancia mutua
MCC	Modo de conducción continuo
MF	Margen de fase
MG	Margen de ganancia
MPPT	Sistema de seguimiento del punto de máxima potencia
n	Parámetro asociado al <i>damping</i> y cualquier número real positivo
PCU	Unidad de Acondicionamiento de Potencia
PI	Regulador proporcional – Integral
PID	Regulador proporcional – Integral – Derivativo
PWM	“Pulse With Modulation” o Modulación por Ancho de Pulso
P_o	Potencia activa consumida en la carga
p	Polo de una función de transferencia
Q	Punto de trabajo
R	Reductor
$Re []$	Parte real
$R_i(s)$	Función de transferencia del regulador del lazo de corriente
R_d	Resistencia de la rama de amortiguamiento
R_o	Resistencia de carga
$R_v(s)$	Función de transferencia del regulador del lazo de tensión
s	Variable compleja de Laplace
SR	Súper Reductor

SRA	Súper Reductor Acoplado
$T_i(s)$	Función de transferencia en bucle abierto del lazo de corriente
$T_v(s)$	Función de transferencia en bucle abierto del lazo de tensión
TMR	Función de transferencia del lazo de control sin regulador
U_{in}	Tensión de entrada al convertidor
U_{C1}	Tensión en el condensador C_1
U_{C2}	Tensión en el condensador C_2
U_o	Tensión de salida del convertidor
V	Voltio
V_{comp}	Tensión de salida del amplificador de error o regulador
V_{ref}	Tensión de referencia del lazo de tensión
V_β	Tensión de salida del elemento sensor
X_{med}	Valor medio de la magnitud X
X_p	Valor de pico de la magnitud X
X_{-R}	Magnitud X del Reductor
X_{-SR}	Magnitud X del Súper Reductor
X_{-SRA}	Magnitud X del Súper Reductor Acoplado
\hat{x}	Magnitud x perturbada
z	Cero de una función de transferencia
Z	Impedancia
$Z_i(s)$	Impedancia del Regulador del lazo de corriente
$Z_m(s)$	Impedancia de la inductancia mutua en el Súper Reductor con bobinas acopladas
Z_o	Impedancia equivalente de la celda de salida. Engloba el paralelo del condensador de salida con la carga
Z_p	Impedancia paralelo
Z_s	Impedancia serie
$Z_v(s)$	Impedancia del Regulador del lazo de tensión
ΔX	Rizado de la magnitud X
Ω	Ohmio
ψ	Ángulo de la fase hacia el que tiende el diagrama de bode a alta frecuencia
ξ	Coeficiente de amortiguación
Φ	Flujo magnético

λ	Cociente entre las inductancias L_2 y L_1 del Súper Reductor con bobinas acopladas
ζ_{in}	Especificación de rizado de la corriente de entrada en tanto por uno respecto al valor medio de la misma corriente
ζ_o	Especificación de rizado de la corriente de salida en tanto por uno respecto al valor medio de la misma corriente
ζ_{L2_SR}	Tanto por uno respecto al valor medio de corriente que circula por la bobina L_2 en el Súper Reductor
	Paralelo

Capítulo 1

Introducción

1 Introducción

En muchas aplicaciones se utilizan topologías reductoras de convertidores CC/CC sin aislamiento galvánico debido a su simplicidad y alta eficiencia. No obstante, cuando se trata de comparar topologías reductoras las diferencias no son obvias y es necesario realizar un análisis detallado para conseguir sacar conclusiones relevantes respecto a las mismas.

En este proyecto se comparan dos topologías reductoras: Reductor con filtro LC de entrada y Súper Reductor, con el propósito de comprender y valorar las ventajas que presenta una topología respecto a la otra.

1.1 Ámbito del proyecto fin de carrera

La electrónica de potencia se ocupa del control y la conversión de la potencia eléctrica mediante dispositivos semiconductores que operan como interruptores. El avance tecnológico en el campo de los semiconductores ha permitido que la electrónica de potencia abarque campos muy diversos, tales como: fuentes de alimentación, inversores, rectificadores, balastos electrónicos, variadores de velocidad, sistemas de alimentación ininterrumpida, etc. La mayor parte de estos dispositivos precisan tensiones de alimentación estables y bien reguladas para trabajar correctamente.

Dentro de la electrónica de potencia, uno de los campos que ha experimentado transformaciones más notables en los últimos 20 ó 25 años ha sido el del diseño de sistemas de alimentación (motivo por el cual en este proyecto se incluye una breve reseña sobre las mismas). Las fuentes de alimentación reguladas son necesarias en la mayor parte de los sistemas electrónicos analógicos y digitales. Además, la miniaturización creciente de los sistemas digitales y analógicos así como las exigencias de aplicaciones específicas, como son las aeronáuticas y espaciales - pequeño peso y volumen, alto rendimiento -, forzaron a una revisión de las estructuras tradicionales.

1.1.1 Fuentes de alimentación lineales

Las primeras fuentes de alimentación eran lineales. Este tipo de fuentes se caracteriza por su gran tamaño, poca eficiencia y por disipar gran parte de la energía en

forma de calor; como consecuencia la vida de los componentes se reduce. Desde el punto de vista de la carga, las potencias que son capaces de transferir está limitada y la tensión de salida siempre ha de ser menor que la de entrada. En la Figura 1.1 se muestra la estructura básica de una fuente de alimentación de tipo lineal conectada a red.

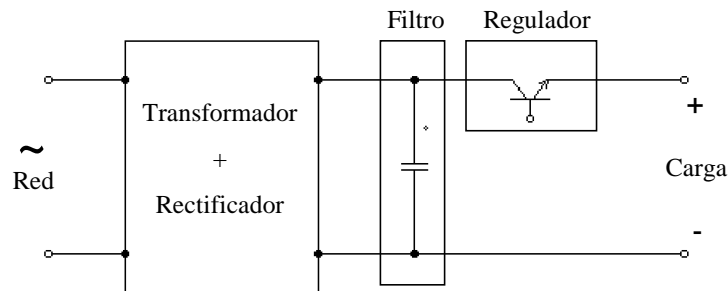


Figura 1.1. Estructura básica de un sistema de alimentación lineal

La estructura de la Figura 1.1 presenta las siguientes ventajas:

- Es sencilla de diseñar, pues existe una amplia gama de circuitos integrados que contienen el transistor de potencia, así como la circuitería de control que cierra el lazo de la tensión de salida para mantener ésta estabilizada.
- Pocos componentes, robustas y con una fiabilidad elevada.

En cambio, tienen una serie de inconvenientes:

- Presenta un rendimiento muy bajo, del orden del 50 % o menor, debido a que el transistor bipolar de potencia no trabaja en conmutación, sino en la zona activa.
- El volumen y peso del equipo es muy desfavorable, pues todos los componentes inductivos y capacitivos deben dimensionarse a la frecuencia de la red.
- Sólo son utilizables a potencias relativamente bajas, del orden de 100 vatios.

Se desarrolló un importante esfuerzo de investigación para aplicar las topologías de convertidores CC/CC en modo conmutado a los sistemas de alimentación, tratando de mejorar las prestaciones ofrecidas por las fuentes de alimentación lineales. De este modo, surge lo que se ha denominado fuentes de alimentación conmutadas.

1.1.2 Fuentes de alimentación conmutadas

De forma opuesta a las fuentes lineales, en las fuentes de alimentación conmutadas, la transformación de un nivel de tensión continua a otro se consigue utilizando convertidores CC/CC. Ello implica poder trabajar con una tensión de salida mayor que la de entrada y una menor disipación de potencia en forma de calor, al

trabajar el interruptor en modo conmutado. En sus inicios, se trataba de una tecnología cara y desconocida, sin embargo, los avances tecnológicos en el campo de los semiconductores, la progresiva disminución del tamaño de los componentes y el abaratamiento de la electrónica de control han hecho posible que las fuentes de alimentación conmutadas ofrezcan mejores características de fiabilidad, tamaño, eficiencia y seguridad que las fuentes lineales.

La Figura 1.2 esquematiza el diagrama de bloques general en lazo abierto de una fuente de alimentación conmutada conectada a red. Está basado en una primera etapa de rectificación más un filtraje capacitivo. La tensión resultante no está regulada. Por lo tanto, el convertidor CC/CC en modo conmutado que constituye la siguiente etapa se encarga de obtener con el máximo rendimiento la tensión deseada a la salida, estabilizada y regulada.

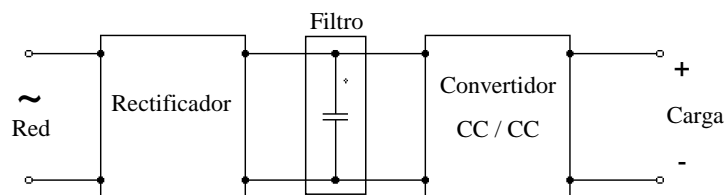


Figura 1.2. Estructura básica de un sistema de alimentación conmutado a lazo abierto

Una de las características más importantes de las fuentes de alimentación conmutadas es que permiten el diseño de los elementos inductivos y capacitivos a una frecuencia mucho mayor que la de la red, reduciendo así su volumen, peso y coste.

Finalmente, en la Figura 1.3 se muestra el diagrama de bloques completo (lazo cerrado) de una fuente de alimentación conmutada con aislamiento eléctrico.

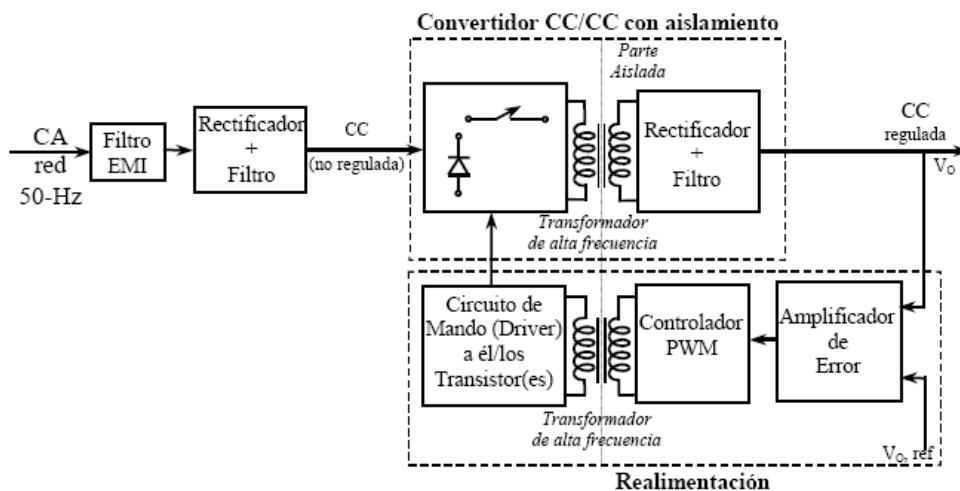


Figura 1.3: Estructura de un sistema de alimentación conmutado a lazo cerrado [1]

Los convertidores CC/CC de segundo orden sin aislamiento galvánico son los más básicos y se utilizan en gran cantidad de aplicaciones. La modulación del ancho de pulso PWM (Pulse With Modulation) permite el control y la regulación de la tensión de salida de forma eficaz. Las propiedades de un convertidor CC/CC PWM de segundo orden son las siguientes:

- Tienen un interruptor activo (transistor) y al menos, uno pasivo (diodo).
- Tienen una única fuente de potencia y soportan solamente una carga.
- No tiene transformador de aislamiento.
- La potencia fluye de la fuente a la carga (unidireccional).
- Presentan corriente pulsante, al menos, en uno de sus dos lados, tal y como recoge la figura 1.4.

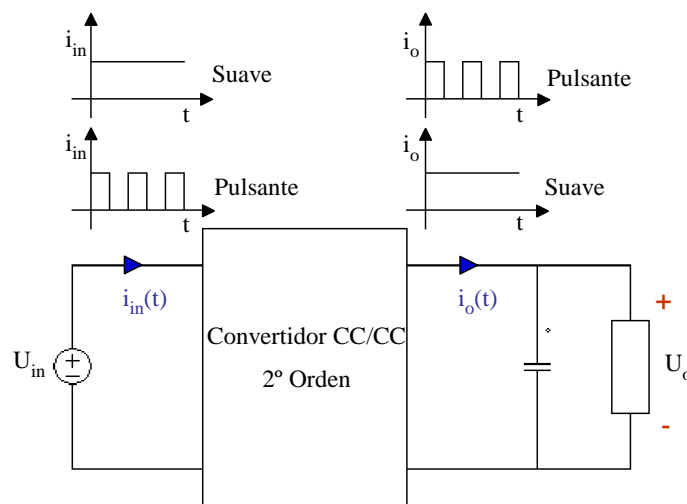


Figura 1.4: Forma de las corrientes a la entrada y a la salida de un convertidor CC/CC de 2º orden

Las topologías de segundo orden sin aislamiento galvánico más utilizadas son las siguientes: Reductor, Elevador y Reductor-Elevador. Los esquemáticos de estas topologías, junto con sus correspondientes funciones de transferencia (FDT) en régimen estático para el modo de conducción continuo, y las formas de onda de las corrientes tanto a la entrada como a la salida se recogen en la tabla 1.1.

Convertidor de 2º orden	FDT	I_{in}	I_o
<p>Reductor</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = D$		

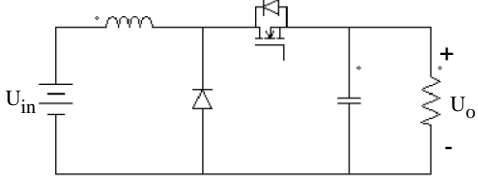
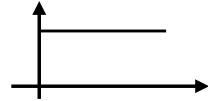
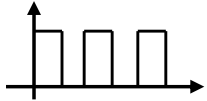
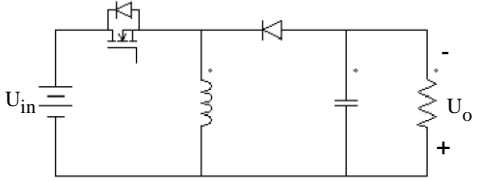
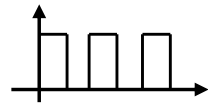
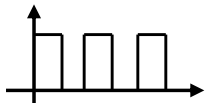
Convertidor de 2º grado	FDT	I_{in}	I_o
 <p>Elevador</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1-D}$		
 <p>Reductor - Elevador</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{1-D}$		

Tabla 1.1: Esquemáticos, funciones de transferencia estáticas y formas de onda de las corrientes de entrada y salida en distintas topologías de 2º orden

Habitualmente, el interruptor activo (transistor) para este tipo de convertidores es un BJT, MOSFET o IGBT de potencia. La tabla 1.1 muestra los convertidores CC/CC utilizando MOSFET de potencia. Es importante destacar que sólo existe control sobre el transistor, pues la conducción del diodo depende del funcionamiento del circuito. Así, para que tengamos un convertidor que mantenga la tensión de salida constante, es necesario un circuito externo que genere una señal de control al transistor del convertidor. Ese circuito de control debe generar todas las informaciones necesarias, como son: frecuencia de conmutación, tensión de referencia estabilizada y circuito de compensación en frecuencia.

1.2 Motivación del proyecto

Según se ha visto en el apartado anterior, las topologías de convertidores CC/CC de segundo orden presentan, al menos, corriente pulsante en uno de los dos lados. Sin embargo, existen aplicaciones que requieren corriente suave (no pulsante) tanto a la entrada como a la salida. Por ejemplo, en convertidores conectados a paneles solares o baterías, o cuando las especificaciones de interferencias electromagnéticas (EMI) sean muy rigurosas, es necesario que la corriente de entrada al convertidor sea suave (rizado pequeño).

Algunas topologías de convertidores CC/CC de cuarto orden se caracterizan por presentar corriente suave tanto a la entrada como a la salida, tal y como recoge la figura 1.5.

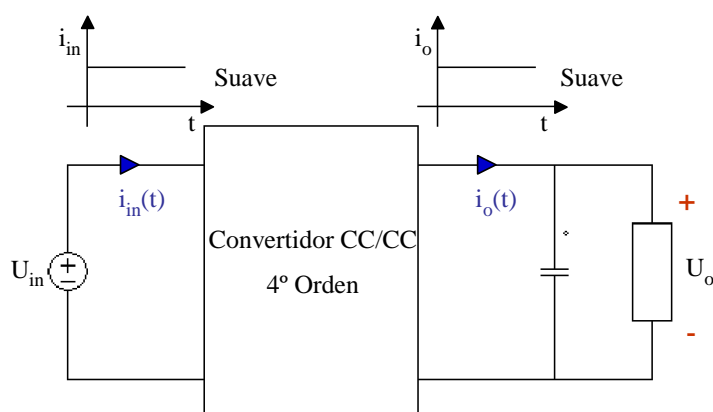


Figura 1.5: Forma de las corrientes a la entrada y salida de un convertidor CC/CC de 4º orden

Las topologías de cuarto orden sin aislamiento galvánico más utilizadas son las siguientes: Sepic, Cúk, Zeta, Reductor con filtro de entrada, Súper Reductor y Súper Elevador. Los convertidores Sepic, Cúk y Zeta son Reductores-Elevadores de 4º orden, el Reductor con filtro de entrada y Súper Reductor son Reductores de 4º orden, y el Súper Elevador es un Elevador de 4º orden. La tabla 1.2 recoge los esquemáticos de estas topologías, junto con sus correspondientes funciones de transferencia (FDT) en régimen estático para el modo de conducción continuo, y las formas de onda de las corrientes tanto a la entrada como a la salida.

Convertidor de 4º orden	FDT	I_{in}	I_o
<p>Sepic</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{1-D}$		
<p>Cúk</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{1-D}$		
<p>Zeta</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D}{1-D}$		

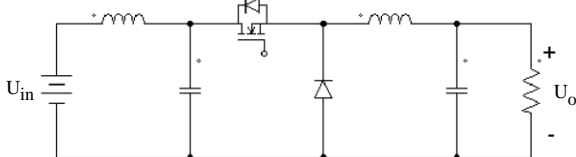
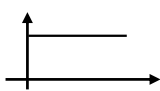
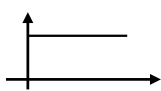
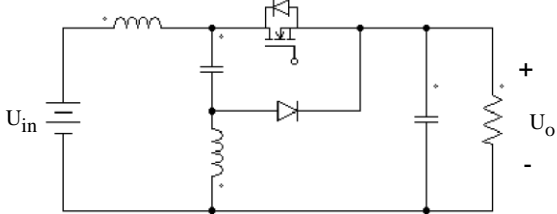
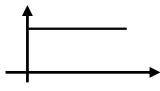
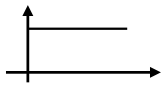
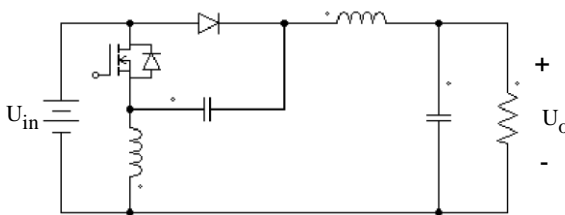
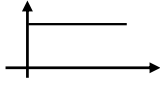
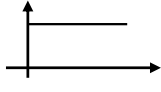
Convertidor de 4º orden	FDT	I_{in}	I_o
 <p>Reductor con filtro de entrada</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = D$		
 <p>Súper Reductor</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = D$		
 <p>Súper Elevador</p>	$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1-D}$		

Tabla 1.2: Esquématicos y funciones de transferencia estáticas en distintas topologías de 4º orden

Las topologías de segundo orden son en general más simples, eficientes y fáciles de controlar, debido a que presentan menor número de elementos almacenadores de energía. Sin embargo, en aplicaciones donde se requiera tener corriente suave tanto a la entrada como a la salida, necesariamente habrá que utilizar una topología de cuarto orden. Tener corriente suave implica menor rizado de corriente en el condensador, y por tanto, menor disipación de potencia con respecto al caso de corriente pulsante, lo que implica menores requerimientos de filtrado.

A continuación se explican dos aplicaciones de convertidores CC/CC donde se requiere que la corriente a la entrada sea suave.

Aplicaciones espaciales

La fuente de energía en misiones que se desarrollan en el espacio son paneles solares. Para satisfacer las necesidades de este tipo de misiones nace lo que se denomina “Unidad de Acondicionamiento de Potencia” o PCU, la cual regula los requerimientos de potencia eléctrica de las naves espaciales. El convertidor Súper Reductor está siendo utilizado en la actualidad en varios programas de la Agencia Aeroespacial Europea, en

entre otros, en las PCUs de las naves espaciales de las misiones “Rosseta” y “Mars Express” [5].

- **Rosetta:** es una sonda espacial de la ESA que fue lanzada el 2 de marzo de 2004. La tarea de la sonda es la de orbitar alrededor del cometa 67P/Churyumov-Gerasimenko.
- **Mars Express:** es una misión de exploración de Marte de la ESA y la primera misión interplanetaria europea. El término "Express" se acuñó por la relativa corta trayectoria interplanetaria Tierra-Marte, pues el lanzamiento de la nave se produjo cuando las órbitas de la Tierra y Marte estaban más próximas en los últimos 60.000 años.

La figura 1.6 muestra el esquema general de una PCU.

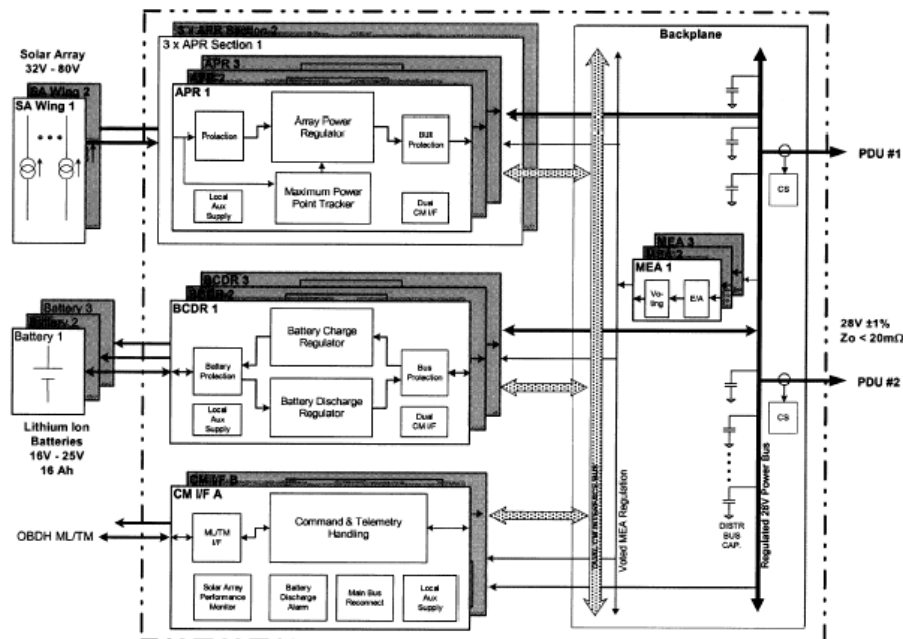


Figura 1.6: Esquema interno de la PCU [5]

Los módulos y funciones principales de la PCU son las siguientes:

Modulo del regulador del panel solar (APR)

El convertidor utilizado en el regulador del panel solar se basa en la topología reductora de cuarto orden, el Súper Reductor, que tiene la ventaja de tener bajos rizados de corriente tanto a la entrada como a la salida. El filtro de entrada reduce las emisiones conducidas del panel solar y proporciona una estabilización de la impedancia entre el panel solar y la etapa de potencia del convertidor. La figura 1.7 muestra el esquema del ARP.

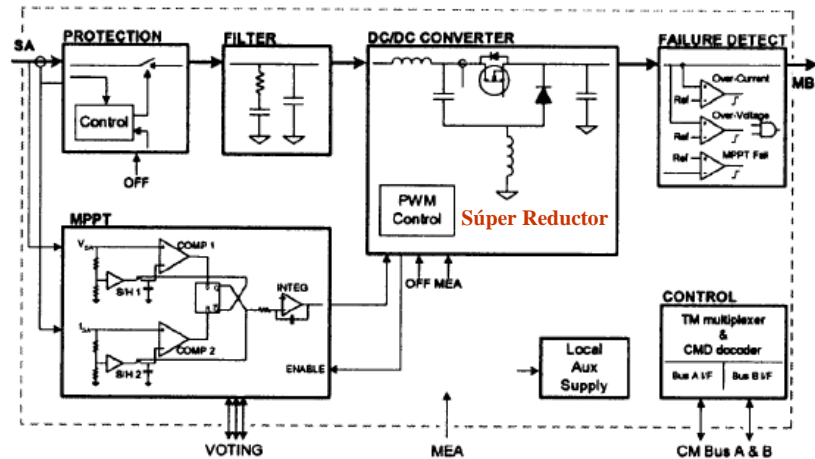


Figura 1.7: Esquema del modulador del regulador del panel solar (APR) [5]

Modulo de carga/descarga de las baterías (BCDR)

El módulo BCDR sirve para cargar y descargar la batería de las naves y consiste en dos convertidores de potencia. El módulo BCR carga la batería (basado en un Súper Reductor) y el BDR la descarga (basado en un Push-Pull).

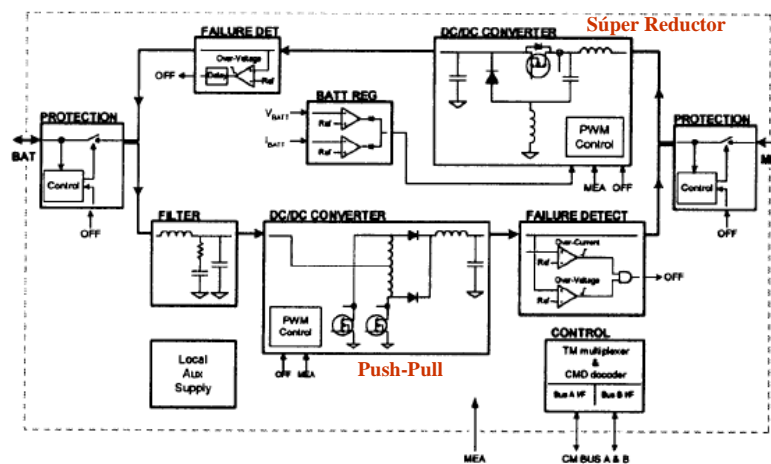


Figura 1.8: Esquema del modulador de carga/descarga de la batería (BCDR) [5]

Corrección del factor de potencia (CFP)

La proliferación de equipos basados en electrónica de potencia ha aumentado el contenido armónico que circula por la red, debido a que muchos de estos equipos demandan corrientes no sinusoidales de la misma. Dadas las consecuencias negativas que provoca el exceso de corrientes armónicas circulando por la red, diferentes organismos han elaborado una normativa y una legislación al respecto, cuya finalidad es limitar el contenido armónico de baja frecuencia absorbida de la red por los distintos equipos. Por ello, hay aplicaciones cuyo cometido es la corrección del factor de

potencia mediante convertidores CC/CC. La corrección del factor de potencia es otro ejemplo donde es necesario que la corriente de entrada al convertidor sea suave y controlable. La figura 1.9 muestra el efecto de la corrección del factor de potencia sobre la corriente de línea demandada por un equipo.

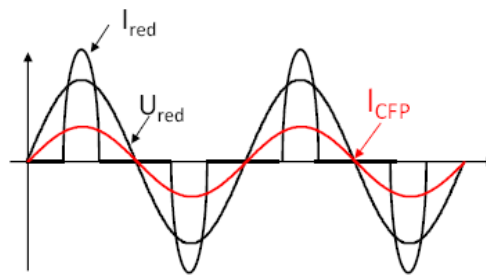


Figura 1.9: Efecto del CFP en la corriente de línea de un equipo [7]

Topologías elevadoras [7] y reductoras con filtro LC de entrada [6] suelen ser utilizadas para la corrección del factor de potencia, y así garantizar corriente suave en la entrada.

Para terminar, se detalla claramente cuál ha sido la motivación de este proyecto. Dada una determina aplicación, que requiera corriente suave a la entrada del convertidor y una reducción del nivel de tensión, existen dos convertidores, a priori muy similares, que podrían usarse indistintamente. Se trata de las topologías: Reductor con filtro de entrada y Súper Reductor, los cuales presentan corriente suave tanto a la entrada como a la salida y la misma función de transferencia estática. Es interesante saber cuál de las dos resulta más conveniente en términos estáticos y dinámicos. El convertidor Súper Reductor es conocido desde mediados de la década de los 80, sin embargo, las diferencias cualitativas que presenta respecto a otras topologías reductoras aún no han sido estudiadas a fondo.

1.3 Objetivos

Existen muchas aplicaciones de convertidores CC/CC que requieren, por un lado una reducción en los niveles de tensión, y por otro, corriente no pulsante o suave, al menos, a la entrada. Sin embargo, como se ha mencionado al comienzo de este primer capítulo, cuando se trata de comparar topologías reductoras las diferencias no son obvias y es necesario realizar un análisis detallado para conseguir sacar conclusiones relevantes.

El objetivo de este proyecto es comparar las topologías reductoras de cuarto orden: Reductor con filtro LC de entrada y Súper Reductor, con el propósito de comprender y valorar las ventajas que presenta una topología respecto a la otra. La comparativa se realiza en términos estáticos y dinámicos, con el fin de dilucidar y justificar las ventajas que ofrece utilizar un convertidor Súper Reductor en lugar de un Reductor con filtro LC de entrada, y viceversa.

La figura 1.10 recoge los esquemáticos de los dos convertidores objeto de estudio en este proyecto fin de carrera.

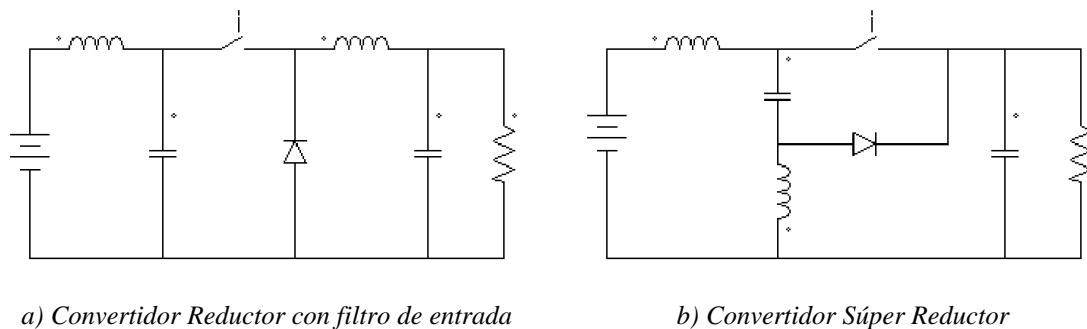


Figura 1.10: Esquemáticos de los convertidores objeto de estudio

1.4 Estructura del proyecto

La presente memoria del proyecto se ha estructurado de la siguiente forma para facilitar su lectura:

- Capítulo 1: Introducción

Introducción general al proyecto realizado, enmarcándolo dentro del campo de la electrónica de potencia a través de un breve recorrido por los convertidores CC/CC y algunas de sus aplicaciones, como las fuentes de alimentación. También se describe la motivación de proyecto y los objetivos perseguidos.

- Capítulo 2: Análisis y comparativa estática

El diseño estático de un convertidor CC/CC consiste en la determinación de los componentes a partir de unos requerimientos o especificaciones de trabajo, a saber: tensión de entrada, frecuencia de conmutación, potencia, tensión de salida, y rizados relativos de corriente a la entrada y a la salida respecto los valores medios correspondientes. El capítulo 2 tiene como objetivo analizar cuál

de los dos convertidores objeto de estudio permite utilizar componentes de menor tamaño para cumplir con los requerimientos o especificaciones eléctricas de régimen permanente preestablecidas. De esta forma, el diseñador tiene a su disposición una herramienta que le permite saber cuál de las dos topologías reductoras estudiadas y analizadas en este proyecto resulta más ventajosa desde el punto de vista del cumplimiento de unos requerimientos de trabajo en régimen estático.

- **Capítulo 3: Análisis y comparativa dinámica**

El diseño dinámico de un convertidor CC/CC consiste en la implementación de un lazo de control que permita mantener la tensión de salida estabilizada y controlada al tiempo que se proporciona la potencia máxima requerida en la carga dentro del rango de funcionamiento del convertidor: tensión de entrada y corriente de salida. Tales controles se diseñan a través de la linealización del modelo del convertidor en un cierto punto de operación. En este capítulo se analiza en profundidad el comportamiento dinámico de la planta de los dos convertidores objeto de estudio, y sus implicaciones a la hora de diseñar el circuito de control. De esta forma, el diseñador tiene a su disposición una herramienta que le permite conocer las características de la respuesta dinámica de cada convertidor y las posibilidades de control de cada uno de ellos.

- **Anexos**

Es el último capítulo del proyecto y consta de un total de 7 anexos. A continuación se describe brevemente en qué consiste cada uno de ellos.

Anexo 1: Obtención de las formulas de los valores medios y rizados. Se realiza todo el desarrollo matemático necesario para la consecución de todas las formulas de valores medios y rizados expuestas y utilizadas en el capítulo 2.

Anexo 2: Obtención de las expresiones que relacionan los tamaños relativos entre los componentes de los convertidores. Este anexo tiene como objeto descargar de análisis matemático superfluo al capítulo 2, para mostrar en el mismo solamente las expresiones finales que relacionan los tamaños relativos entre componentes. La obtención de estas expresiones se recoge en este anexo.

Anexo 3: Resumen de formulas del capítulo 2. Debido al elevado número de formulas utilizadas en este capítulo, este anexo se destina a una recopilación de las formulas más relevantes utilizadas en este capítulo.

Anexo 4: Obtención de funciones de transferencia. En este anexo se muestra cómo se obtienen todas las funciones de transferencia utilizadas en el capítulo 3.

Anexo 5: Validaciones de todas las funciones de transferencia utilizadas a lo largo del proyecto. Anexo destinado a comprobar que todas las funciones de transferencia que aparecen en este proyecto son correctas.

Anexo 6: Análisis del efecto del *damping* sobre la planta de los convertidores para otros ejemplos. En el capítulo 3 se estudia el efecto del *damping* para un ejemplo concreto, y en este anexo se recoge un análisis similar para otros dos ejemplos diferentes.

Anexo 7: Diseño del Regulador: Método de la K. En este anexo se explica en qué consiste el método de la K utilizado para el diseño de reguladores.

- **Referencias**

Para concluir este primer capítulo destinado a la introducción, se destacan un par de cuestiones importantes. Primero, todos los cálculos, análisis e implementaciones se han realizado mediante la utilización de los paquetes MATHCAD, PSIM y MATLAB. Segundo, en todo el proyecto sólo se considera el modo de conducción continuo.

Capítulo 2

Análisis y comparativa estática

2 Análisis y Comparativa estática

En este capítulo se realiza un estudio comparativo en condiciones estáticas o de régimen permanente del convertidor Reductor con filtro LC de entrada, en adelante convertidor Reductor, frente al convertidor Súper Reductor. El diseño estático de un convertidor CC/CC consiste en la determinación de sus componentes a partir unos requerimientos o especificaciones de trabajo deseadas. El objetivo del capítulo es averiguar cuál de los dos convertidores permite implementar componentes de menor tamaño para cumplir con unos requerimientos de trabajo preestablecidos, tales como: tensión de entrada, frecuencia de conmutación, rizados relativos de las variables de estado, potencia y tensión de salida.

La estructura del capítulo es la siguiente:

- En primer lugar, se realiza un estudio teórico de ambos convertidores, exponiendo las expresiones que permiten calcular los valores medios y rizados en bobinas y condensadores (componentes magnéticos del convertidor).
- En segundo lugar, se realiza una comparativa en términos de valores medios y de rizados, con objeto de analizar las diferencias cualitativas existentes entre ambos convertidores respecto estas magnitudes.
- En tercer lugar, se desarrolla una comparativa energética. El fin último de un convertidor CC/CC es la transferencia de energía desde la entrada a la salida, consiguiendo un cambio en sus niveles de tensión. Esta transferencia debe realizarse bajo unas determinadas condiciones o especificaciones, las cuales dependen de los componentes almacenadores de energía (bobinas y condensadores). En este apartado se exponen las condiciones teóricas bajo las cuales un convertidor necesita menor tamaño de componentes para satisfacer las especificaciones de trabajo que se le imponen.
- Para terminar, se analiza el convertidor Súper Reductor cuando se acoplan sus inductores. Esto permite mejorar las prestaciones estáticas en detrimento de las dinámicas. Obviamente este capítulo sólo se ocupa de exponer las mejoras estáticas. La influencia del acoplamiento en la dinámica del convertidor forma parte del capítulo 3. Al convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas se le denomina SR. Acoplado.

2.1 Análisis estático

En este apartado se obtienen y validan las expresiones que definen el comportamiento de los convertidores en condiciones estáticas. Primero, se definen los valores medios de corriente y tensión en todos los componentes. Segundo, se definen las expresiones que permiten calcular los rizados. La obtención de todas estas expresiones puede consultarse en el anexo 1.

2.1.1 Convertidor Reductor

El esquemático del convertidor Reductor con f se muestra en la figura 2.1.

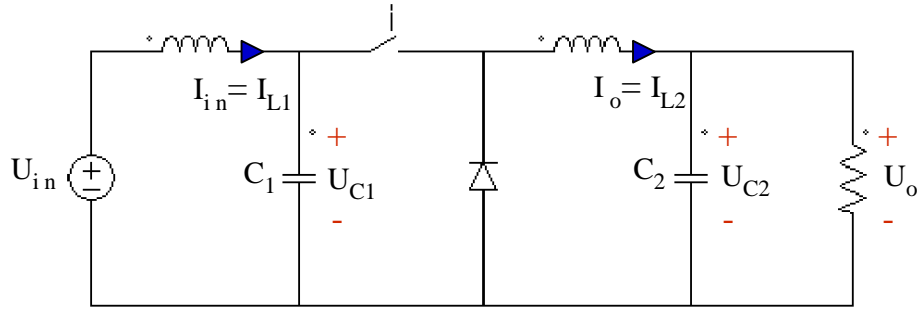


Figura 2.1: Esquemático del convertidor Reductor

La función de transferencia en régimen permanente se corresponde con la formula (2.1).

$$\frac{U_o}{U_{in}} = D \quad (2.1)$$

Los valores medios de corriente y tensión en los componentes magnéticos, asumiendo una eficiencia del 100%, se muestra a continuación.

$$I_{L1\ med} = I_{in\ med} = \frac{P_o}{U_{in}} \quad (2.2)$$

$$U_{C1\ med} = U_{in} \quad (2.3)$$

$$I_{L2-R\ med} = I_{o\ med} = \frac{P_o}{U_o} \quad (2.4)$$

$$U_{C2\ med} = U_o \quad (2.5)$$

Siendo “P_o” la potencia activa consumida por la carga y “D” el ciclo de trabajo.

Los rizados en los componentes magnéticos, asumiendo una eficiencia del 100%, se muestra a continuación.

$$\Delta I_{L1_R} = \Delta I_{in_R} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{8 C_1 f^2 U_{in}^2} \left(\frac{1}{L_1} \right) \quad (2.6)$$

$$\Delta U_{C1} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2} \quad (2.7)$$

$$\Delta I_{L2} = \Delta I_{o_R} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right) \quad (2.8)$$

$$\Delta U_{C2_R} = \Delta U_{o_R} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right) \quad (2.9)$$

Siendo “f” la frecuencia de conmutación. Se validan las expresiones anteriores a través de una simulación en PSIM. Para ello, se utiliza el ejemplo mostrado en la tabla 2.1, el cual se trabaja con él a lo largo de todo el capítulo.

$L_1(\mu H)$	$C_1(\mu F)$	$L_2(\mu H)$	$C_2(\mu F)$	$U_{in}(V)$	D	$P_o(W)$	f (kHz)
234	2	234	100	24	0,5	144	100

Tabla 2.1: Ejemplo utilizado a lo largo de todo el capítulo 2 [6]

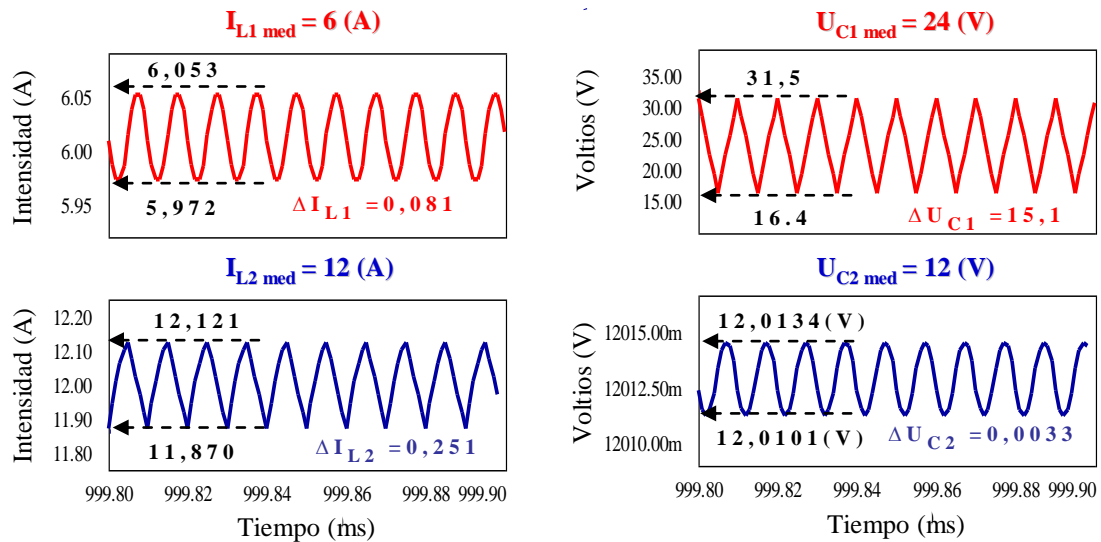


Figura 2.2: Simulación en PSIM del convertidor Reductor

La tabla 2.2 recoge los resultados teóricos aplicando las expresiones pertinentes.

$I_{L1 \text{ med}} (A)$	$I_{L2 \text{ med}} (A)$	$U_{C1 \text{ med}} (V)$	$U_{C2 \text{ med}} (V)$
6	12	24	12
$\Delta I_{L1} (A)$	$\Delta I_{L2} (A)$	$\Delta U_{C1} (V)$	$\Delta U_{C2} (V)$
0,080	0,256	15	0,0032

Tabla 2.2: Resultados teóricos de valores medios y rizados del convertidor Reductor

Los resultados teóricos coinciden con los obtenidos en la simulación. Las pequeñas diferencias en los valores de los rizados se deben a las aproximaciones realizadas para la obtención de las expresiones analíticas de los rizados, las cuales pueden consultarse en el anexo 1.

2.1.2 Convertidor Súper Reductor

El esquemático del convertidor Súper Reductor se muestra en la figura 2.3.

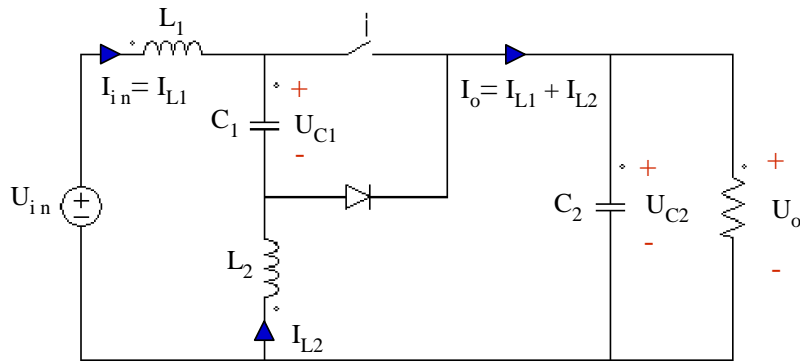


Figura 2.3: Esquemático del convertidor Súper Reductor

Las expresiones de los valores medios y de la función de transferencia estática coinciden con las del Reductor, excepto el valor medio de corriente por la bobina L_2 . El valor medio de corriente de salida presenta la misma expresión que en el Reductor (2.4), pero en el Súper Reductor no coincide con el valor medio de corriente por la bobina L_2 . El valor medio de corriente por esta bobina se muestra en la expresión (2.10).

$$I_{L2_SR\ med} = \frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \quad (2.10)$$

Los rizados en los componentes C_1 y L_2 coinciden con los del reductor, (2.7) y (2.8) respectivamente. El resto de expresiones se muestran a continuación.

$$\Delta I_{L1_SR} = \Delta I_{in_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} \right) \quad (2.11)$$

$$\Delta I_{o_SR} = \Delta I_{L1_SR} + \Delta I_{L2_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (2.12)$$

$$\Delta U_{C2_SR} = \Delta U_{o_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (2.13)$$

Se validan las expresiones anteriores a través de una simulación en PSIM. Para ello, se simula el ejemplo de la tabla 2.1.

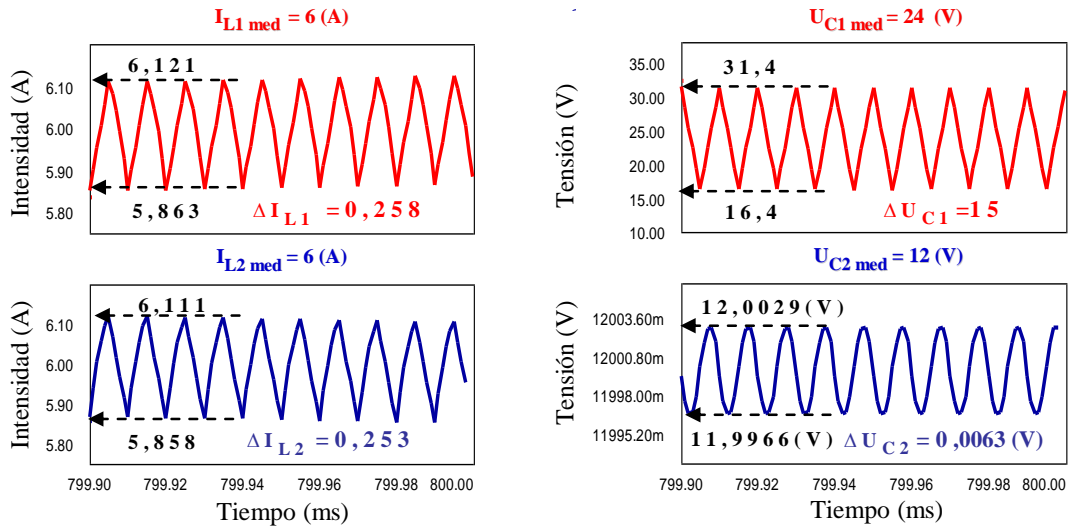


Figura 2.4: Simulación en PSIM del convertidor Súper Reductor

La tabla 2.3 recoge los resultados teóricos aplicando las expresiones pertinentes.

$I_{L1 \text{ med}} \text{ (A)}$	$I_{L2 \text{ med}} \text{ (A)}$	$U_{C1 \text{ med}} \text{ (V)}$	$U_{C2 \text{ med}} \text{ (V)}$
6	6	24	12
$\Delta I_{L1} \text{ (A)}$	$\Delta I_{L2} \text{ (A)}$	$\Delta U_{C1} \text{ (V)}$	$\Delta U_{C2} \text{ (V)}$
0,256	0,256	15	0,0064

Tabla 2.3: Resultados teóricos de los valores medios y rizados del convertidor Súper Reductor

Como en el Reductor, las pequeñas diferencias en los rizados se deben a las aproximaciones realizadas para la obtención de las expresiones de los rizados.

2.2 Diferencias en términos de valores medios y de rizados

En este apartado se ponen de manifiesto las tres diferencias más importantes que existen entre los dos convertidores objeto de estudio en condiciones estáticas o de régimen permanente (en cuanto a valores medios y rizados). Son las siguientes:

- Respecto al rizado de la corriente de entrada I_{in} o de corriente por la bobina L_1 .
- Respecto al rizado de la corriente de salida I_o .
- Respecto al valor medio de corriente por la bobina L_2 .

Es importante darse cuenta que el rizado de corriente por la bobina L_2 y el valor medio de la corriente de salida tienen la misma expresión en los dos convertidores.

Respecto a los condensadores, no es necesario comentar ninguna diferencia, ya que los dos presentan un comportamiento análogo. En el condensador C_1 , el valor medio (2.3) y la expresión para el cálculo del rizado (2.7) es exactamente igual en los dos convertidores. En el condensador C_2 , los valores medios también coinciden, y los rizados de tensión dependen en los dos: del rizado de la corriente de salida, de la capacidad y de la frecuencia de conmutación, tal como refleja la expresión (2.14). De esta forma, si se establece el mismo rizado de corriente de salida y los dos convertidores presentan la misma capacidad, los rizados de tensión también coincidirán.

$$\Delta U_{C2} = \frac{\Delta I_o}{8 C_2 f} \quad (2.14)$$

2.2.1 Respecto al rizado de la corriente de entrada o de la bobina L_1

Los rizados de corriente de entrada se corresponden con las expresiones (2.6) y (2.11).

$$\Delta I_{in_R} = \Delta I_{L1_R} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{8 L_1 C_1 f^2 U_{in}^2}$$

$$\Delta I_{in_SR} = \Delta I_{L1_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{L_1 f U_{in}}$$

Es importante destacar que los rizados de la corriente de entrada no dependen de las mismas magnitudes en uno y otro convertidor. En particular:

- Reductor: El rizado de la corriente de entrada depende del valor del condensador C_1 y de la potencia consumida en la carga P_o . Además, existe una dependencia directa entre el rizado de la corriente de entrada y el rizado de tensión en el condensador C_1 , la cual se muestra en la expresión (2.15).

$$\Delta I_{L1_R} = \frac{\Delta U_{C1_R}}{8 L_1 f} \quad (2.15)$$

- Súper reductor: El rizado de la corriente de entrada no depende ni del valor del condensador C_1 ni de la potencia consumida en la carga P_o . En este caso, no existe una dependencia directa entre rizados como ocurre en el Reductor.

En los dos convertidores el rizado de la corriente de entrada depende en gran medida del ciclo de trabajo. Otra diferencia, menos importante, es que este rizado se maximiza para valores del ciclo de trabajo distintos en uno y otro convertidor.

Convertidor Reductor

$$\Delta I_{in_R} = F(D^2(1-D)) \rightarrow \frac{d[\Delta I_{in_R}]}{d[D]} = \frac{U_{in}}{8L_1C_1f^2U_o^2}(2D-3D^2)$$

Igualando a cero la derivada se obtiene el valor del ciclo de trabajo que hace máximo el rizado de corriente de entrada en el Reductor.

$$\frac{d[\Delta I_{in_R}]}{d[D]} = 0 \rightarrow D = \frac{2}{3} = 0,666667$$

Convertidor Súper Reductor

$$\Delta I_{in_SR} = F(D(1-D)) \rightarrow \frac{d[\Delta I_{in_SR}]}{d[D]} = \frac{U_{in}}{L_1f}(1-2D)$$

Igualando a cero esta derivada se obtiene el valor del ciclo de trabajo que hace máximo el rizado de corriente de entrada en el Súper Reductor.

$$\frac{d[\Delta I_{in_SR}]}{d[D]} = 0 \rightarrow D = \frac{2}{3} = 0,5$$

Se constata que la maximización del rizado de la corriente de entrada sólo depende del ciclo de trabajo con el que se trabaje. La figura 2.5 recoge esto mismo.

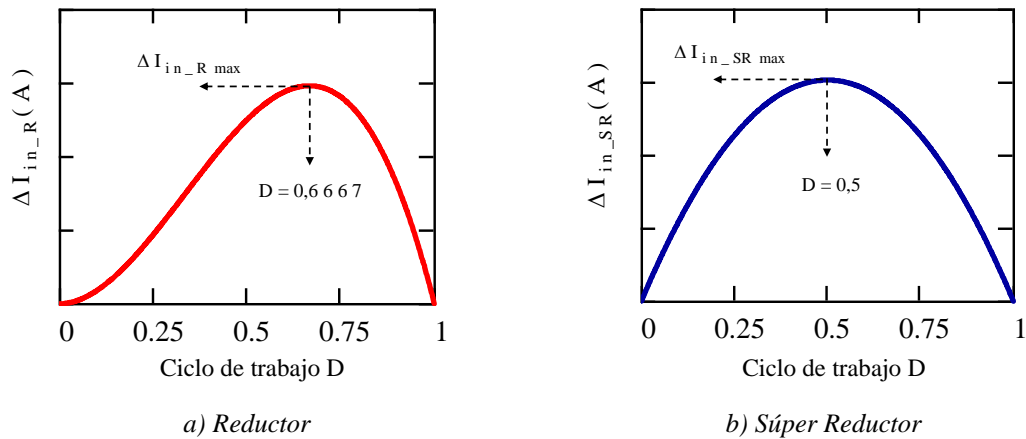


Figura 2.5: Evolución del rizado de la corriente de entrada en función del ciclo de trabajo

2.2.2 Respecto al rizado de la corriente de salida I_o

Los rizados de corriente de salida se corresponden con las expresiones (2.8) y (2.12).

$$\Delta I_{o_R} = \Delta I_{L2_R} = \frac{U_o(U_{in} - U_o)}{fU_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right)$$

$$\Delta I_{o_SR} = \Delta I_{L1_SR} + \Delta I_{L2_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$$

El rizado de la corriente de salida en el Reductor se corresponde con el rizado por la bobina L_2 . Sin embargo, en el Súper Reductor, se corresponde con la suma de los rizados por las dos bobinas L_1 y L_2 . Es importante destacar que las corrientes por la bobinas en el Súper Reductor van en fase, lo que implica que los rizados de las dos bobinas en la salida siempre se suman (o se refuerzan). El porcentaje de rizado que presenta cada bobina respecto al total de la corriente de salida depende del valor relativo de una inductancia frente a la otra. Es decir:

- Si $L_{1_SR} = n \times L_{2_SR} \rightarrow \Delta I_{L2_SR} = n \times \Delta I_{L1_SR}$
- Si $L_{2_SR} = n \times L_{1_SR} \rightarrow \Delta I_{L1_SR} = n \times \Delta I_{L2_SR}$

Puesto que el valor medio de la corriente de salida es el mismo en los dos convertidores (2.4), para que ambos presenten un comportamiento idéntico respecto a la corriente de salida, los rizados correspondientes deben ser iguales. Se puede comprobar que para presentar el mismo rizado de corriente de salida en los dos convertidores debe cumplirse la expresión (2.16) respecto a los valores de las inductancias.

$$L_{2_R} = \frac{L_{1_SR} L_{2_SR}}{L_{1_SR} + L_{2_SR}} = L_{1_SR} || L_{2_SR} \quad (2.16)$$

Es decir, desde un punto de vista de “bobina equivalente” del filtro de salida, para trabajar con el mismo rizado en la corriente de salida, la inductancia L_2 del Reductor debe valer exactamente el paralelo de las inductancias L_1 y L_2 del Súper Reductor. La figura 2.6 muestra la equivalencia señalada.

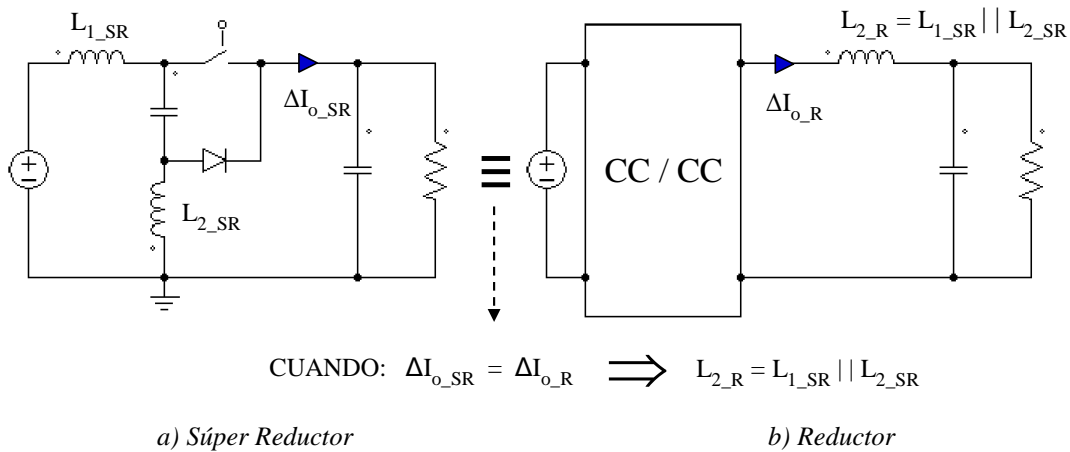


Figura 2.6: Equivalencia Súper Reductor vs. Reductor respecto a la corriente de salida cuando presentan el mismo valor de rizado

De este modo, a igualdad de rizado en la corriente de salida, la inductancia L_2 en el Reductor siempre será más pequeña que cualquiera de las dos inductancias del Súper Reductor.

2.2.3 Respecto al valor medio de corriente por la bobina L_2

Los valores medios de corriente se corresponden con las expresiones (2.4) y (2.10).

$$I_{L2_R\ med} = \frac{P_o}{U_o}$$

$$I_{L2_SR\ med} = \frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) = \frac{P_o}{U_o} (1 - D)$$

El valor medio de corriente por la bobina L_2 siempre es menor en el Súper Reductor, y al aumentar el ciclo de trabajo, la diferencia es mayor. La figura 2.7 muestra cómo cambian los valores medios en todos los componentes (en particular el de la bobina L_2) para el ejemplo de la tabla 2.1 cuando se aumenta el ciclo de trabajo del 50% al 80% (manteniendo la potencia de la carga constante).

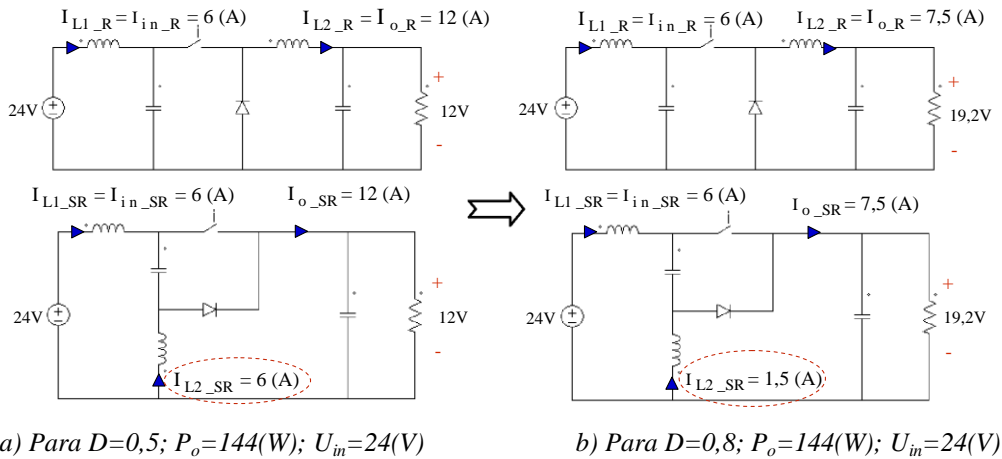


Figura 2.7: Comparación de valores medios ante un aumento del ciclo de trabajo

Al aumentar el ciclo de trabajo el valor medio de corriente por la bobina $L2_SR$ se reduce considerablemente respecto al de la bobina $L2_R$. En particular:

- Para $D = 0,5 \rightarrow I_{L2_R\ med} = 2 \times I_{L2_SR\ med}$
- Para $D = 0,8 \rightarrow I_{L2_R\ med} = 5 \times I_{L2_SR\ med}$

Esto se debe a que el Reductor soporta íntegramente en su bobina L_2 toda la corriente de salida, mientras que el Súper Reductor la reparte entre sus dos bobinas, tal como recoge la expresión (2.12).

2.2.4 Resumen de las diferencias entre valores medios y rizados

Finalmente, se resume de manera concisa las diferencias expuestas a lo largo del apartado 2.2.

- El rizado de la corriente de entrada en el Reductor depende del valor del condensador C_1 y de la potencia consumida en la carga P_o . Sin embargo, en el Súper Reductor, el valor que adopten estos parámetros es irrelevante respecto al mismo rizado.
- Para que los dos convertidores presenten el mismo rizado en la corriente de salida, la inductancia L_2 del Reductor debe ser el paralelo de las inductancias L_1 y L_2 del Súper Reductor.
- El rizado de la corriente de salida en el Súper Reductor es siempre mayor que el rizado de la corriente de entrada. En el Reductor no tiene por qué ser así.
- El valor medio de corriente por la bobina L_2 siempre es menor en el Súper Reductor, tanto más cuanto mayor sea el ciclo de trabajo.

2.3 Comparativa energética

Este apartado persigue realizar una comparativa energética en términos del tamaño que necesita cada convertidor en sus componentes (bobinas y condensadores) para cumplir con unas especificaciones de trabajo dadas, tales como: tensión de entrada, frecuencia de conmutación, rizados relativos de las variables de estado, potencia y tensión de salida. El objetivo es que el diseñador tenga a su disposición una herramienta que le permita saber cuál de las dos topologías le permite ahorrar en tamaño de componentes.

La energía almacenada en una bobina depende de su inductancia y del valor de corriente máxima que soporta sin saturarse (corriente de pico). Por tanto, se puede establecer una relación directa entre el tamaño de una bobina y la energía que debe almacenar. El pico de energía (o energía máxima) almacenada en una bobina en un periodo se corresponde con la expresión (2.17).

$$E_{L_P} = \frac{1}{2} L I_P^2 \quad (2.17)$$

Para conocer el tamaño de una bobina es necesario considerar dos parámetros: el valor de su inductancia y el valor de corriente de pico al que está sometido. Sin embargo, el tamaño de un condensador en un convertidor CC/CC depende del valor de tensión media que soporta y del rizado de tensión que debe absorber. El condensador C_1 presenta mismo valor medio y rizado en los dos convertidores, (2.3) y (2.7) respectivamente. El condensador C_2 presenta mismo valor medio y diferente rizado. Pero el rizado es muy pequeño en relación a su valor medio (al encontrarse en paralelo con la carga), por tanto, para dimensionar C_2 sólo se tiene en cuenta el valor medio de tensión que soporta, y éste es exactamente igual en los dos convertidores. De este modo, los condensadores no contribuyen de forma alguna a la comparativa.

La metodología seguida en la comparativa es la siguiente:

- Dadas unas especificaciones o condiciones de trabajo iguales en los dos convertidores, dilucidar cuál de los dos necesita menor tamaño de bobinas para satisfacer dichas especificaciones. Éstas se han dividido en dos grupos: generales y de rizados. Ambas quedan recogidas en la tabla 2.4.

Especificaciones Generales	
Tensión de entrada.....	$U_{in}=24(V)$
Tensión de salida.....	$U_o=12(V)$
Potencia en la carga.....	$P_o=144(W)$
Frecuencia de conmutación.....	$f=100(kHz)$
Especificaciones de Rizados de corriente	
Rizado de corriente de entrada.....	$\zeta_{in}=0,04 (4\%)$
Rizado de corriente de salida.....	$\zeta_o=0,04(4\%)$
Otros parámetros	
Condensador C_1	$C_1=2 \mu F$

Tabla 2.4: Especificaciones de trabajo a imponer en los convertidores: generales y de rizados [6]

Las especificaciones de los rizados de corriente representan el valor del rizado que se quiere imponer a la entrada o a la salida en tanto por uno respecto su valor medio. Por ejemplo, un valor del 5 % en la especificación del rizado de la corriente de entrada ($\zeta_{in} = 0,05$), significa que se está imponiendo un rizado en esta corriente del 5 % respecto de su valor medio. De este modo, se puede expresar la energía almacenada en una bobina en función de la especificación de rizado de corriente que se quiera imponer

al convertidor, en lugar de en función del valor numérico del rizado, según recoge la expresión (2.19) respecto a la (2.18). La energía máxima que almacena una bobina en estos convertidores se puede expresar como se muestra a continuación.

$$E_{LP} = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad \Rightarrow \quad E_{LP} = \frac{1}{2} L \left(I_{med} + \frac{\Delta I}{2} \right)^2 \quad (2.18)$$

Sustituyendo el valor numérico del rizado “ ΔI ” por su especificación “ ζ ”: $\Delta I = \zeta I_{med}$

La expresión (2.18) se puede expresar como recoge (2.19).

$$E_{LP} = \frac{1}{2} L \left(I_{med} + \frac{\zeta I_{med}}{2} \right)^2 \quad \Rightarrow \quad E_{LP} = \frac{1}{2} L \left[I_{med} \left(1 + \frac{\zeta}{2} \right) \right]^2 \quad (2.19)$$

Para llevar a término la comparativa, el tamaño de las bobinas se calculará haciendo uso de la expresión (2.19). La comparativa consta de tres apartados. Los dos primeros sirven de prolegómeno a la comparativa en sí misma, la cual se desarrolla en el tercer apartado. En estos dos primeros apartados se analiza la influencia en la comparativa de las bobinas L_1 y L_2 de manera independiente. Por lo tanto, estos apartados no tienen un valor práctico, sino más bien teórico, ya que el objetivo es comparar los dos convertidores considerando simultáneamente las dos bobinas. La razón de su inclusión en el proyecto es meramente ilustrativa, como base teórica sobre la que se sustenta la comparativa global que se lleva a cabo en el apartado 2.3.3.

Cada uno de estos tres apartados se estructura de la siguiente forma:

1. Dadas unas especificaciones de trabajo iguales en los dos convertidores, se deduce la relación analítica teórica entre los valores de las inductancias consideradas.
2. Se muestra la expresión matemática que relaciona el tamaño relativo de las bobinas consideradas, únicamente en función de las especificaciones de trabajo. La obtención de estas expresiones puede consultarse en el anexo 2.
3. Para el ejemplo considerado en la tabla 2.4, se representan graficas que permitan ver la influencia de las especificaciones en la comparativa de los tamaños relativos de las bobinas. Para ello, se modificará alguna de las especificaciones recogidas en la tabla 2.4 manteniendo el resto constantes. Por último, para el mismo ejemplo, se demuestra matemáticamente (a través de la expresión recogida en el segundo apartado) qué convertidor necesita de menor tamaño en sus bobinas para cumplir con las especificaciones establecidas.

2.3.1 Influencia en la comparativa energética de la bobina L_1

2.3.1.1 Relación entre inductancias para trabajar con las mismas especificaciones

La relación entre las inductancias L_1 de los dos convertidores para trabajar con la misma especificación de rizado en la corriente de entrada cuando ambos se someten a las mismas especificaciones generales se muestra en (2.20).

$$\zeta_{in_R} = \zeta_{in_SR} \Rightarrow \Delta I_{in_R} = \Delta I_{in_SR} \Rightarrow L_{1_SR} = \frac{8C_{1_R} f U_{in} U_o}{P_o} L_{1_R} \quad (2.20)$$

2.3.1.2 Expresión que relaciona los tamaños relativos entre inductancias

La relación entre los valores máximos de energía almacenada en la bobina L_1 de los dos convertidores en las condiciones expuestas en el apartado anterior se muestra en la expresión (2.21).

$$\frac{E_{L1_SRP}}{E_{L1_RP}} = \frac{\frac{L_{1_SR}}{2} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2}{\frac{L_{1_R}}{2} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2} = \frac{L_{1_SR}}{L_{1_R}} = \frac{8C_{1_R} f U_{in} U_o}{P_o} \quad (2.21)$$

En cuanto al análisis del tamaño de la bobina L_1 (que presenta un convertidor frente al otro), se puede concluir que depende del valor que adopten todas las especificaciones generales y del valor del condensador C_1 . No obstante, no depende del valor de la propia especificación de rizado de la corriente de entrada ζ_{in} .

2.3.1.3 Análisis comparativo aplicado a un ejemplo concreto: tabla 2.4

La figura 2.8 recoge las graficas donde se aprecia la evolución de la expresión (2.21) ante cambios en algunas de las especificaciones y en el condensador C_1 , y se señalan los limites donde uno deja de ser mejor opción que el otro respecto al tamaño de la bobina L_1 . El ejemplo sobre el que se trabaja es el recogido en la tabla 2.4. La interpretación de todas las figuras que aparecen en los apartados destinados a la comparativa energética es la siguiente:

- Si $E_{SR}/E_R > 1 \rightarrow$ Menor tamaño de bobina/as en el Reductor: R 😊
- Si $E_{SR}/E_R < 1 \rightarrow$ Menor tamaño de bobina/as en el Súper Reductor: SR 😊

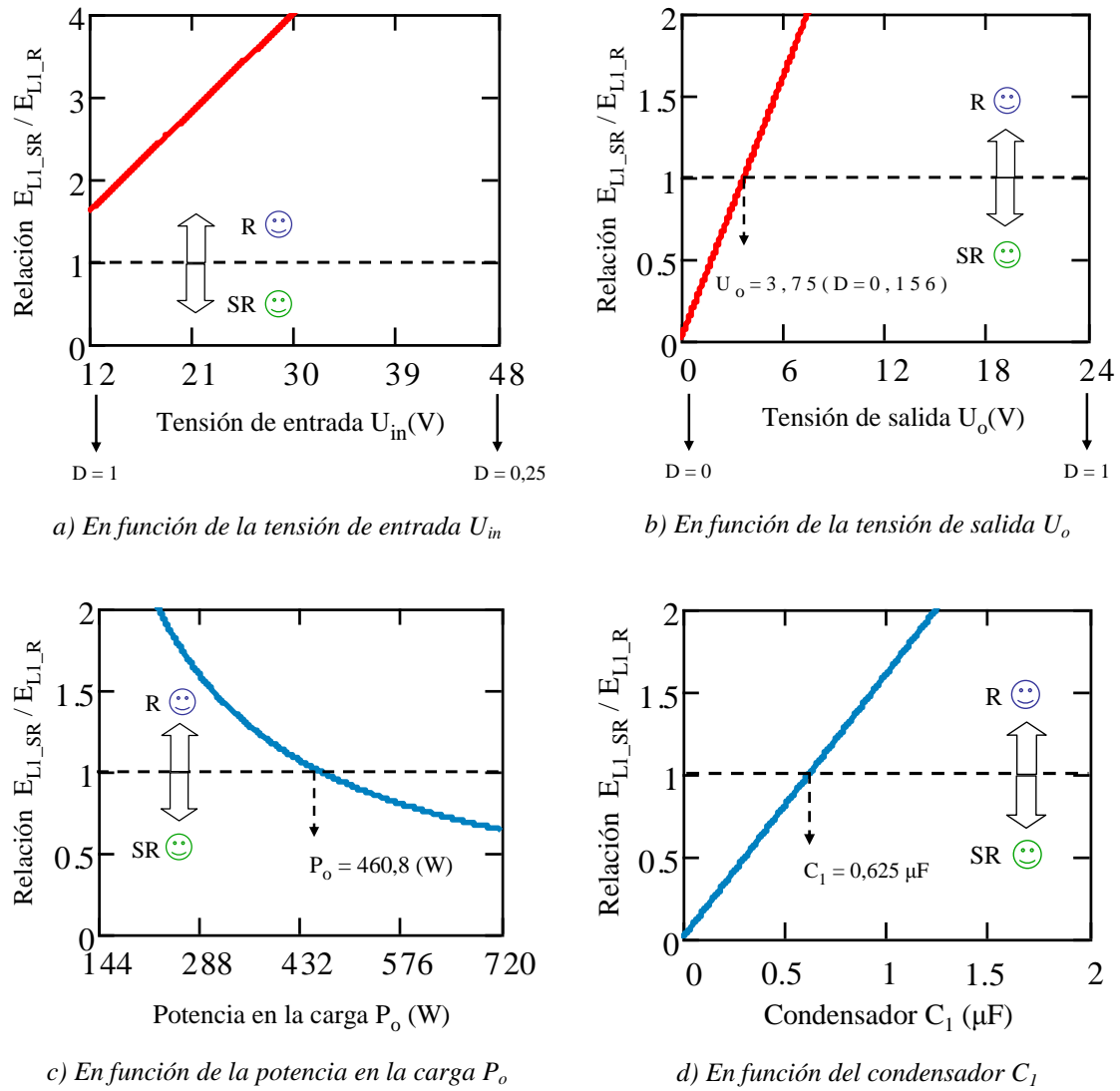


Figura 2.8: Evolución del tamaño relativo de L_1 en función de las especificaciones

Se observa cómo tensiones de entrada y de salida pequeñas, potencias elevadas en la carga y poca capacidad del condensador C_1 , contribuyen a una necesidad de tamaño de L_1 menor en el Súper Reductor. Al revés respecto al Reductor.

Finalmente, se demuestra matemáticamente qué convertidor necesita menor tamaño en la bobina L_1 para cumplir con las especificaciones expuestas en la tabla 2.4. Introduciendo el valor de las mismas en la expresión (2.21), se obtiene:

$$\frac{E_{L1_SRP}}{E_{L1_RP}} = \frac{8C_{1_R} f U_{in} U_o}{P_o} = \frac{(8)(2 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)(24)(12)}{144} = 3,2$$

La energía máxima que almacena el Súper Reductor en la bobina L_1 es 3,2 veces superior a la que almacena el Reductor. Por lo tanto, el tamaño de este componente es el mismo número de veces superior en el Súper Reductor.

2.3.2 Influencia en la comparativa energética de la bobina L_2

2.3.2.1 Relación entre inductancias para trabajar con las mismas especificaciones

La relación entre las inductancias de los convertidores para trabajar con la misma especificación de rizado en la corriente de salida cuando ambos se someten a las mismas especificaciones generales se muestra en (2.16).

$$\zeta_{o_R} = \zeta_{o_SR} \Rightarrow \Delta I_{o_R} = \Delta I_{o_SR} \Rightarrow L_{2_R} = \frac{L_{1_SR} L_{2_SR}}{L_{1_SR} + L_{2_SR}} = L_{1_SR} || L_{2_SR}$$

La inductancia L_2 del Reductor debe ser el paralelo de las inductancias que conforman el Súper Reductor para que los dos convertidores presenten el mismo rizado de corriente de salida (apartado 2.2.2). No obstante, como $I_{L2_R \text{ med}} \neq I_{L2_SR \text{ med}}$, el tamaño relativo entre las bobinas L_{2_R} y L_{2_SR} no sólo depende del valor de sus inductancias, sino también del valor pico de corriente que soportan (apartado 2.2.3).

2.3.2.2 Expresión que relaciona los tamaños relativos entre inductancias

La relación entre los valores máximos de energía almacenada en las bobinas de los convertidores en las condiciones expuestas en el apartado anterior se muestra en la expresión (2.22).

$$\frac{E_{L2_SRP}}{E_{L2_RP}} = \frac{\zeta_o [2(U_o - U_{in}) + U_o \zeta_{in} - U_{in} \zeta_o]^2}{U_{in} (U_{in} \zeta_o - U_o \zeta_{in}) (\zeta_o + 2)^2} \quad (2.22)$$

El tamaño de la bobina L_2 , a diferencia de lo que ocurre respecto al tamaño de la bobina L_1 , depende del valor de las especificaciones de rizado de corriente a la entrada y a la salida, y no influye ni la potencia consumida en la carga ni la frecuencia de conmutación. La deducción de la expresión (2.22) puede consultarse en el anexo 2.

2.3.2.3 Análisis comparativo aplicado a un ejemplo concreto: tabla 2.4

La figura 2.9 recoge graficas donde se aprecia la dependencia de la expresión (2.22) respecto las especificaciones de trabajo. Se recuerda que cuando se modifica el valor de una especificación para ver su repercusión en la expresión que relaciona los tamaños relativos entre las bobinas de uno y otro convertidor, en este caso la expresión (2.22), el resto de especificaciones mantienen su valor constante, el que viene recogido en la tabla 2.4.

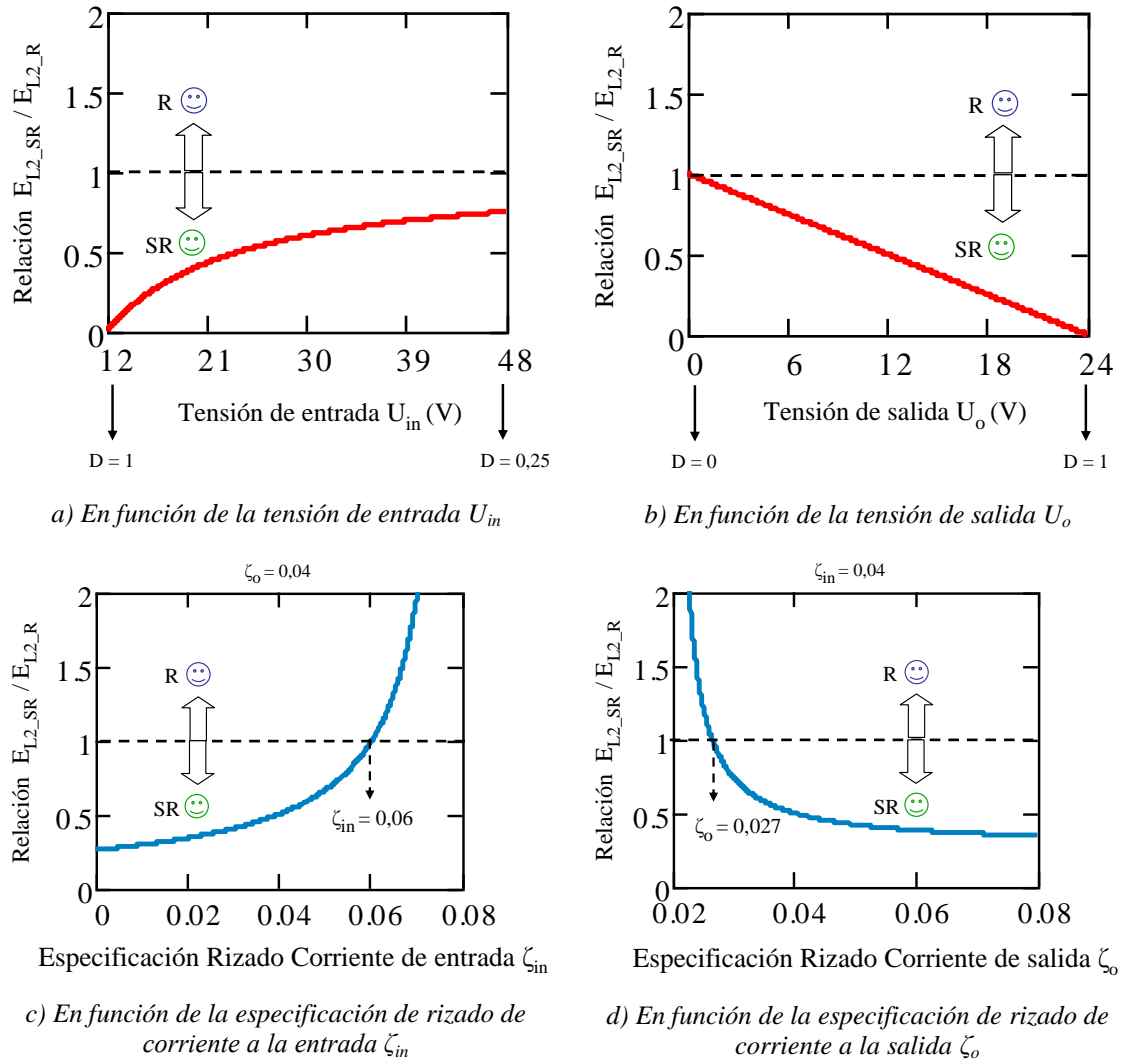


Figura 2.9: Evolución del tamaño relativo de L_2 en función de las especificaciones

Las graficas 2.9a y 2.9b corroboran lo explicado en el apartado 2.2.3 respecto a la variación del valor medio (y por tanto respecto al valor de pico) de corriente por la bobina L_2 en función del ciclo de trabajo. Se aprecia perfectamente cómo pequeñas reducciones de tensión (elevados ciclos de trabajo) favorece un menor almacenamiento de energía en la bobina L_2 del Súper Reductor. En las graficas 2.9c y 2.9d se aprecia cómo el Súper Reductor consigue almacenar menor cantidad de energía en L_2 respecto la que almacena el Reductor cuanto menor sea la especificación de rizado de corriente de entrada respecto a la de la salida.

Finalmente, se demuestra matemáticamente qué convertidor necesita de menor tamaño en la bobina L_2 para cumplir con las especificaciones expuestas en la tabla 2.4. Introduciendo el valor de las mismas en la expresión (2.22), se obtiene:

$$\frac{E_{L2_SRP}}{E_{L2_RP}} = \frac{\zeta_o [2(U_o - U_{in}) + U_o \zeta_{in} - U_{in} \zeta_o]^2}{U_{in} (U_{in} \zeta_o - U_o \zeta_{in}) (\zeta_o + 2)^2} = \frac{0,04 [2(12 - 24) + 12(0,04) - 24(0,04)]^2}{24(24(0,04) - 12(0,04))(0,04 + 2)^2} = 0,5$$

La energía máxima almacenada en la bobina L_2 del Súper Reductor es la mitad de la que debe almacenar el Reductor en la misma bobina. Por lo tanto, el tamaño de este componente es 2 veces superior en el Reductor. Esto se debe a lo explicado en el apartado 2.2.3 referente a las diferencias entre los valores medios (y por consiguiente respecto los valores de pico) en la corriente por la bobina L_2 . Se recuerda que el tamaño de la bobina depende del valor de inductancia que presente y del cuadrado de la corriente de pico que la atraviesa. Como esta última es siempre menor en el Súper Reductor, el tamaño de esta bobina también es menor.

2.3.3 Comparativa energética: Reductor vs. Súper Reductor

En el apartado 2.3.1 se ha analizado la influencia en la comparativa energética del comportamiento de cada convertidor respecto a la bobina L_1 . En el apartado 2.3.2 se ha analizado la influencia en la comparativa energética del comportamiento de cada convertidor respecto a la bobina L_2 . En este apartado se realiza una comparativa energética considerando las dos bobinas a la vez, para dilucidar cuál de los dos convertidores objeto de estudio requiere de menor tamaño de bobinas para cumplir con todas las especificaciones recogidas en la tabla 2.4 de manera simultánea (que es lo que sucede en la realidad).

Se van a exponer las condiciones teóricas bajo las cuales un convertidor ahorra en tamaño de bobinas respecto al otro, a fin de que el lector del presente documento tenga a su disposición una herramienta que le permita conocer de manera rápida y concisa qué convertidor resulta más ventajoso desde el punto de vista del tamaño de componentes. Es importante recordar que respecto al tamaño relativo de los condensadores, los dos convertidores presentan un comportamiento análogo. Por lo tanto, el convertidor que necesite implementar bobinas de menor tamaño es el que consigue ahorrar en tamaño de componentes en general.

La relación entre las inductancias de los convertidores para trabajar con las mismas especificaciones de rizados de corriente de entrada y de salida cuando ambos se someten a las mismas especificaciones generales se muestra en (2.20) y (2.16) respectivamente.

2.3.3.1 Expresión que relaciona los tamaños relativos entre inductancias

La relación entre los valores máximos de energía almacenada en las dos bobinas de un convertidor respecto al otro se muestra en la expresión (2.23).

$$\frac{E_{SRP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{U_o}{\zeta_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{[2(U_{in} - U_o) + \zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o]^2}{4(\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)}}{\frac{P_o}{8C_1 f U_{in} \zeta_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{U_{in}}{\zeta_o} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1 \right)^2} \quad (2.23)$$

Esta expresión representa el resumen de toda la comparativa energética. Introduciendo el valor de todas las especificaciones de trabajo y el valor del condensador C_1 (tabla 2.4), permite saber qué convertidor necesita almacenar menor cantidad de energía en sus bobinas, y por consiguiente, cuál proporciona un ahorro respecto al tamaño de las mismas. La deducción la expresión (2.23) puede consultarse en el anexo 2.

2.3.3.2 Análisis comparativo aplicado a un ejemplo concreto: tabla 2.4

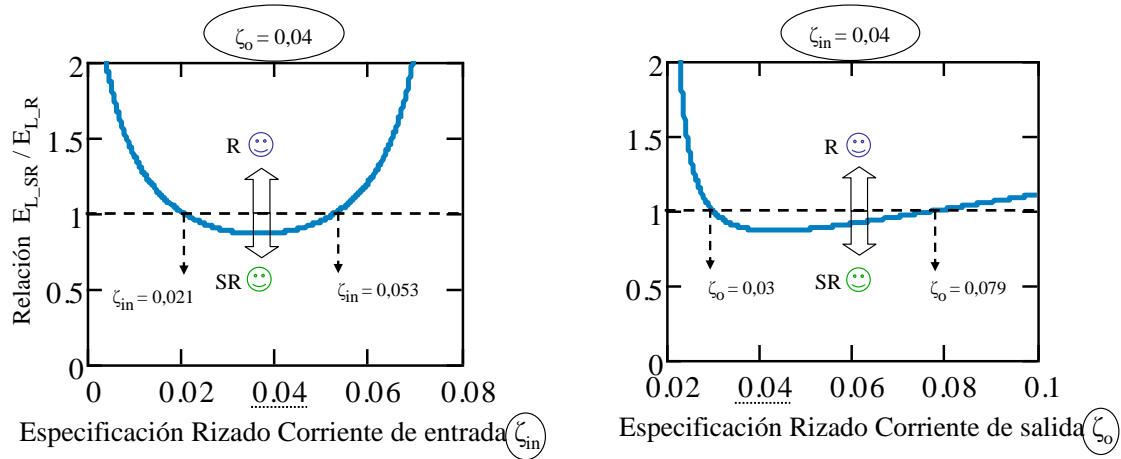
Es importante recordar que en el convertidor Súper Reductor el rizado de la corriente de salida se corresponde con la suma de los rizados por sus dos bobinas. Como las corrientes circulan en fase, implica que este convertidor siempre presenta mayor rizado de corriente en la salida que en la entrada. Por lo tanto, en el Súper Reductor el valor asignado a las especificaciones de los rizados de corriente “ ζ_{in} ” y “ ζ_o ” no se puede elegir de manera independiente. Su valor debe ser tal que el rizado de corriente a la salida sea mayor que en la entrada, para lo cual debe cumplirse la expresión (2.24).

$$\Delta I_o > \Delta I_{in} \Rightarrow \zeta_o > \zeta_{in} D \quad (2.24)$$

Sin embargo, en el convertidor Reductor, el valor asignado a las especificaciones de los rizados de corriente “ ζ_{in} ” y “ ζ_o ” pueden ser elegidas de manera independiente, ya que este convertidor, a diferencia del Súper Reductor, puede presentar menor rizado en la corriente de salida que en la corriente de entrada.

Para ilustrar la comparativa se procede de la siguiente forma. En primer lugar, se muestran las graficas que recogen la evolución de la expresión (2.23) en función de las especificaciones de los rizados de corriente. En segundo lugar, se procede análogamente respecto a las especificaciones generales. En todo momento se trabaja sobre el ejemplo recogido en la tabla 2.4.

La figura 2.10 recoge cómo varía la expresión (2.23) respecto a las especificaciones de rizado de corriente.



a) En función de la especificación de rizado de corriente a la entrada ζ_{in} cuando $\zeta_o=0,04$

b) En función de la especificación de rizado de corriente a la salida ζ_o cuando $\zeta_{in}=0,04$

Figura 2.10: Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones de rizado de corriente

En la figura 2.10 se aprecia la importancia que tiene el valor de las especificaciones de los rizados de corriente en el tamaño relativo de bobinas que presenta un convertidor frente al otro. Se observa cómo a medida que éstas son más dispares entre sí, el Reductor mejora considerablemente respecto al Súper Reductor. En concreto, para los dos casos representados en la figura 2.10:

- Si $\zeta_o = 4 \%$, para que el tamaño de bobinas sea menor en el Súper Reductor, necesariamente debe cumplirse: $2,1 \% < \zeta_{in} < 5,3 \%$. En caso contrario, es el Reductor el convertidor que necesita de menor tamaño de bobinas.
- Si $\zeta_{in} = 4 \%$, para que el tamaño de bobinas sea menor en el Súper Reductor, necesariamente debe cumplirse: $3 \% < \zeta_o < 7,9 \%$. En caso contrario, es el Reductor el convertidor que necesita de menor tamaño de bobinas

Es importante destacar que de cara a la comparativa, lo importante es el valor que adopte una especificación de rizado de corriente frente a la otra. Es decir, si en lugar de trabajar con unos valores del 4 % (según recoge la tabla 2.4), se adoptan otros, múltiplo de los anteriores, por ejemplo, la mitad o el doble, las curvas representadas en este apartado serían exactamente iguales.

La figura 2.11 recoge cómo varía la expresión (2.23) cuando cambian las especificaciones generales, en el supuesto de que las especificaciones de rizado de corriente presenten el mismo valor, un 4 %.

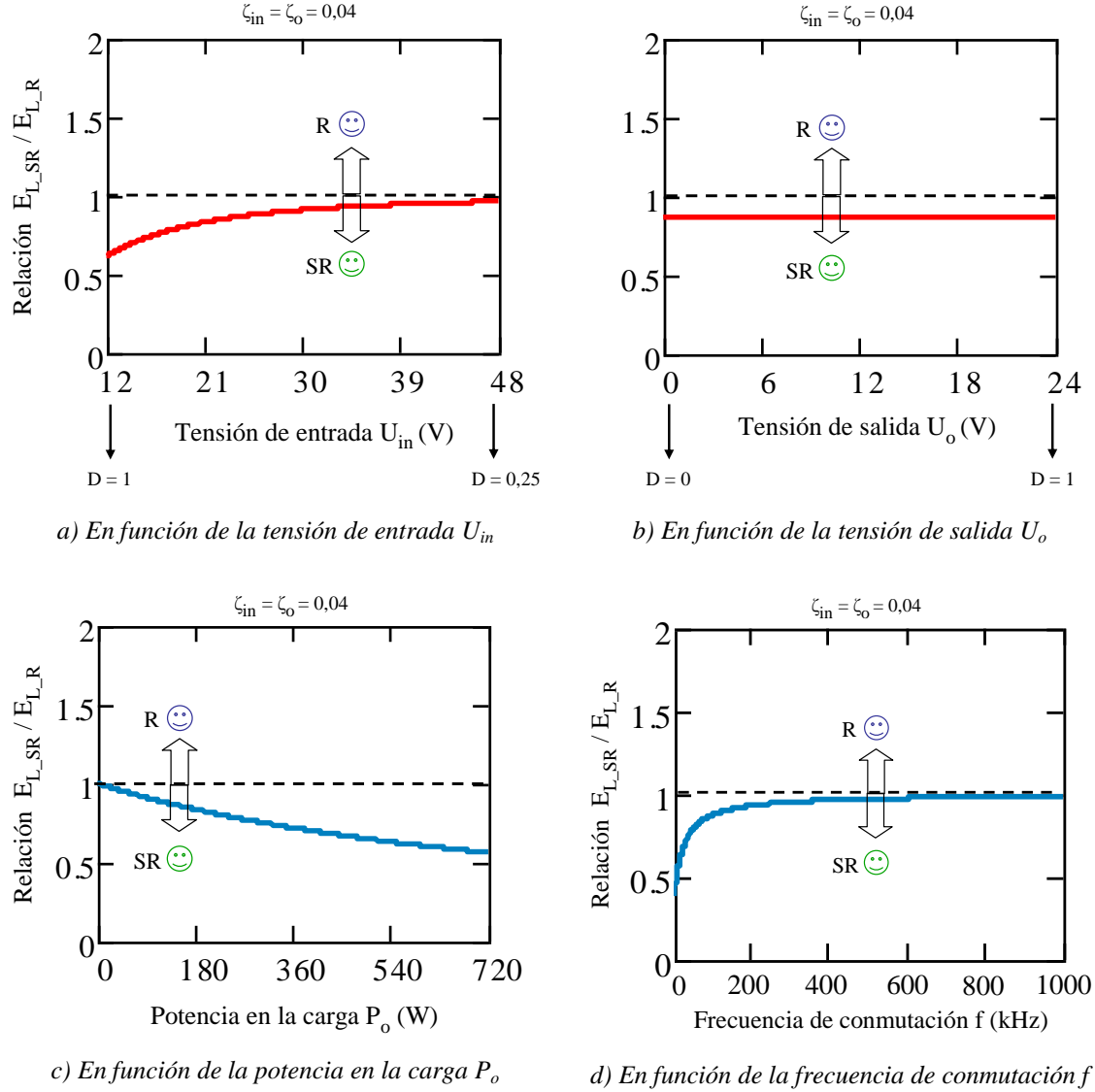


Figura 2.11: Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones generales con $\zeta_{in} = \zeta_o$

Se observa cómo en ninguna de las graficas anteriores el Reductor consigue menor tamaño de bobinas que el Súper Reductor, ni siquiera cuando las especificaciones adoptan valores extremos.

Se puede concluir que, cuando $\zeta_{in} \approx \zeta_o$, el Súper Reductor optimiza el tamaño de sus bobinas, y las especificaciones generales no son determinantes para discernir qué convertidor permite implementar bobinas de menor tamaño. El Súper Reductor siempre permite un menor tamaño.

La figura 2.12 recoge la dependencia de la expresión (2.23) respecto las especificaciones generales, en el supuesto de que las especificaciones de rizado de corriente no coincidan. En particular, $\zeta_{in} = 0,02$ (2%) y $\zeta_o = 0,04$ (4%).

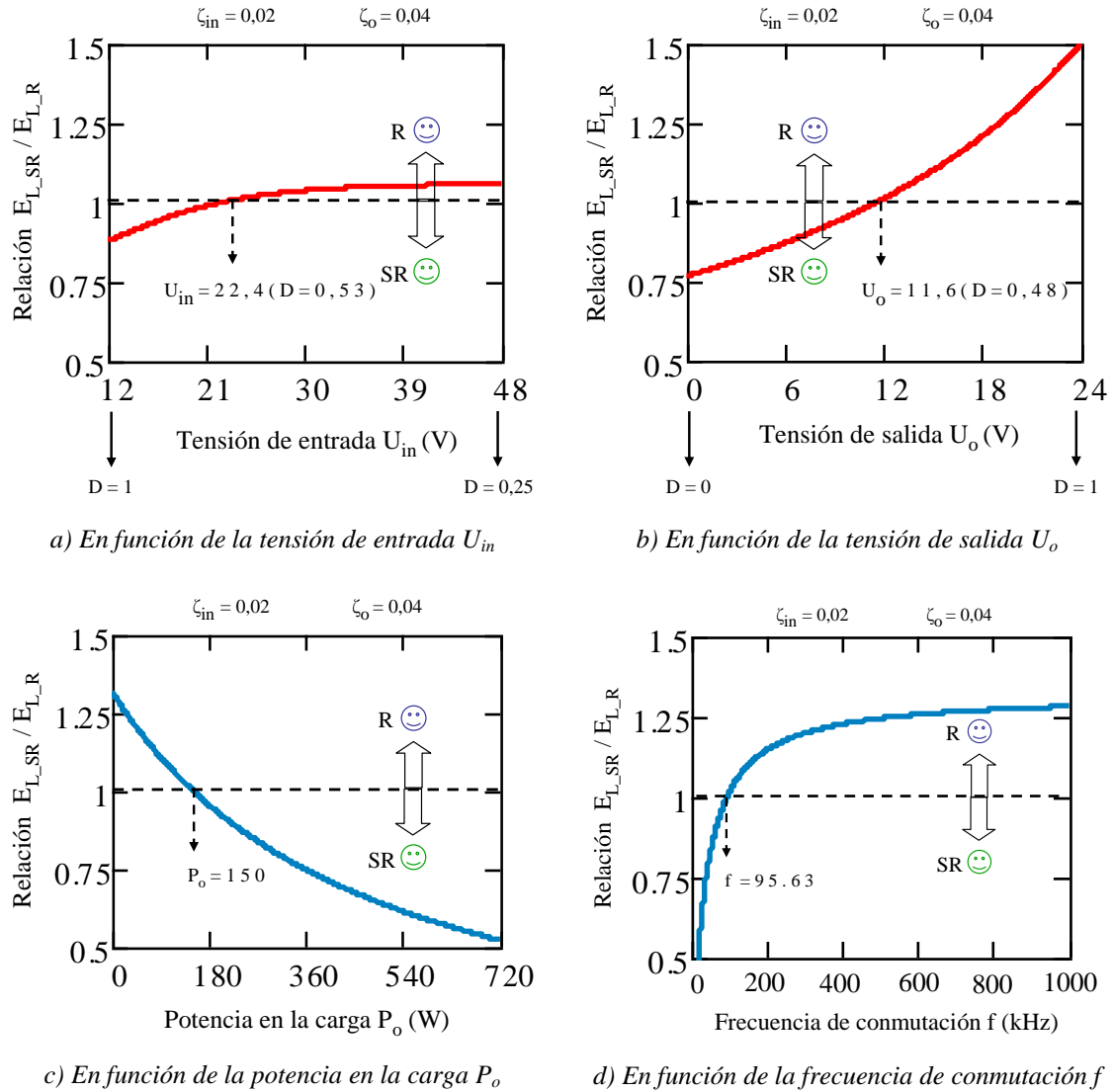


Figura 2.12: Tamaño relativo de bobinas en función de las especificaciones generales con $\zeta_{in} \neq \zeta_o$

Cuando las especificaciones de los rizados de corriente no adoptan valores similares (diferencia mayor al $\pm 10\%$), las especificaciones generales juegan un papel importante para determinar qué convertidor permite ahorrar en tamaño de bobinas, o para saber dónde está el límite donde uno deja de ser mejor opción que el otro.

Finalmente, se demuestra matemáticamente qué convertidor necesita de menor tamaño en sus bobinas para cumplir con las especificaciones expuestas en la tabla 2.4. Introduciendo el valor de las mismas en la expresión (2.23), se obtiene:

$$\frac{E_{SRP}}{E_{RP}} = \frac{\left(\frac{0,04}{2} + 1\right)^2 + \frac{0,04[2(12-24) + 0,04(12) - 0,04(24)]^2}{4(12)(0,04(24) - 0,04(12))}}{\frac{144}{8(2 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)(24)(12)} \left(\frac{0,04}{2} + 1\right)^2 + \frac{0,04(24)}{0,04(12)} \left(\frac{0,04}{2} + 1\right)^2} = 0,865$$

El tamaño de las bobinas del Súper Reductor es aproximadamente el 86,5% del tamaño de las bobinas en el Reductor. En la tabla A3.2 del anexo número 3 se recogen las expresiones que permiten calcular el valor de todas las inductancias en función de los requerimientos o especificaciones de trabajo.

2.3.4 Conclusiones respecto a la comparativa energética

- Los condensadores no intervienen en la comparativa energética. Esto se debe a que su tamaño es exactamente igual en los dos convertidores bajo las mismas condiciones de trabajo. De este modo, el convertidor que necesita menor tamaño de bobinas es el convertidor que ahorra en tamaño de componentes magnéticos en general.
- La formula (2.23) permite determinar de manera rápida y concisa qué convertidor permite ahorrar en tamaño de bobinas, y por tanto, en tamaño de componentes. Basta introducir las especificaciones de trabajo en dicha expresión y analizar el resultado de la siguiente forma:
 - ◆ Si el resultado $> 1 \rightarrow$ El Reductor mejor al Súper Reductor.
 - ◆ Si el resultado $< 1 \rightarrow$ El Súper Reductor mejor al Reductor.
- El Súper Reductor optimiza el tamaño de sus bobinas cuando las especificaciones de rizado de la corriente de entrada y de salida presentan valores similares (en torno al $\pm 10\%$). En este supuesto, siempre resulta mejor opción que el Reductor, ya que siempre ahorra en tamaño de componentes magnéticos respecto a éste.
- Las corrientes y tensiones en el interruptor y el diodo son exactamente iguales en los dos convertidores. Aunque no ha sido analizado en este proyecto el rendimiento energético de los convertidores, el Reductor presenta una mayor eficiencia energética que el Súper Reductor cuando a ambos se les imponen los mismos requerimientos de trabajo. No obstante, la diferencia es muy pequeña y ningún caso puede suponer una razón de peso para decantarse por este convertidor. En [9] cifran esta diferencia en el rendimiento energético en torno al 0.5%.

2.4 Convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas

La disposición de los componentes en el convertidor Súper Reductor permite acoplar los inductores y conformar un nuevo convertidor, el Súper Reductor con bobinas acopladas o SR. Acoplado. Este apartado tiene como objetivo exponer las mejoras que se consiguen acoplando los inductores en este convertidor. La característica más importante es que permite reducir los rizados de corriente en sus dos bobinas, llegando incluso a trabajar, teóricamente, con rizado nulo. Por otro lado, el acoplamiento de los inductores permite trabajar con un núcleo magnético común, en lugar de hacerlo con dos núcleos separados e independientes como en el Súper Reductor sin acoplamiento. Es importante resaltarlo porque las corrientes por las bobinas del SR. Acoplado no tienen por qué ir en fase, lo cual repercute en el tamaño del núcleo que comparten. Se recuerda que el tamaño de una bobina está directamente relacionado con la máxima cantidad de energía que almacena, y está a su vez depende del valor de su inductancia y del cuadrado de la corriente de pico que soporta (2.17).

El esquemático del convertidor SR. Acoplado se muestra en la figura 2.13.

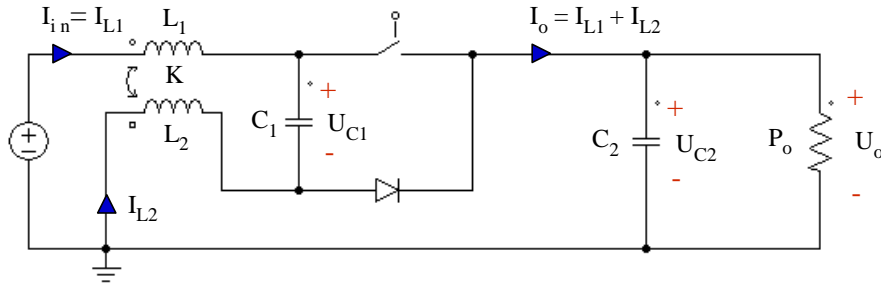


Figura 2.13: Esquemático del convertidor SR. Acoplado

La función de transferencia en régimen permanente es la misma que en los casos anteriores (2.1). Los valores medios de corriente y tensión en los componentes magnéticos son los mismos que en el Súper Reductor. El rizado de tensión en el condensador C_1 es el mismo que en los casos anteriores. El resto de expresiones que permiten calcular los rizados en los componentes se muestran a continuación.

$$\Delta I_{L1_SRA} = \Delta I_{in_SRA} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_2 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)} \quad (2.25)$$

$$\Delta I_{L2_SRA} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)} \quad (2.26)$$

$$\Delta I_{o_SRA} = \Delta I_{L1_SRA} + \Delta I_{L2_SRA} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 + L_2 - 2K\sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)} \quad (2.27)$$

$$\Delta U_{C2_SRA} = \Delta U_{o_SRA} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 + L_2 - 2K\sqrt{L_1 L_2})}{8 f^2 U_{in} C_2 L_1 L_2 (1 - K^2)} \quad (2.28)$$

Siendo “ K ” el factor de acoplamiento entre los inductores del SR. Acoplado, el cual representa el porcentaje en tanto por uno de flujo magnético que se concatena en las dos bobinas respecto del total, y relaciona la inductancia mutua con las inductancias propias del acoplamiento, según recoge la expresión (2.29).

$$K = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.29)$$

A continuación se validan las expresiones anteriores a través de una simulación en PSIM. Para la validación se utiliza el ejemplo mostrado en la tabla 2.1 con un valor del factor de acoplamiento de 0,65.

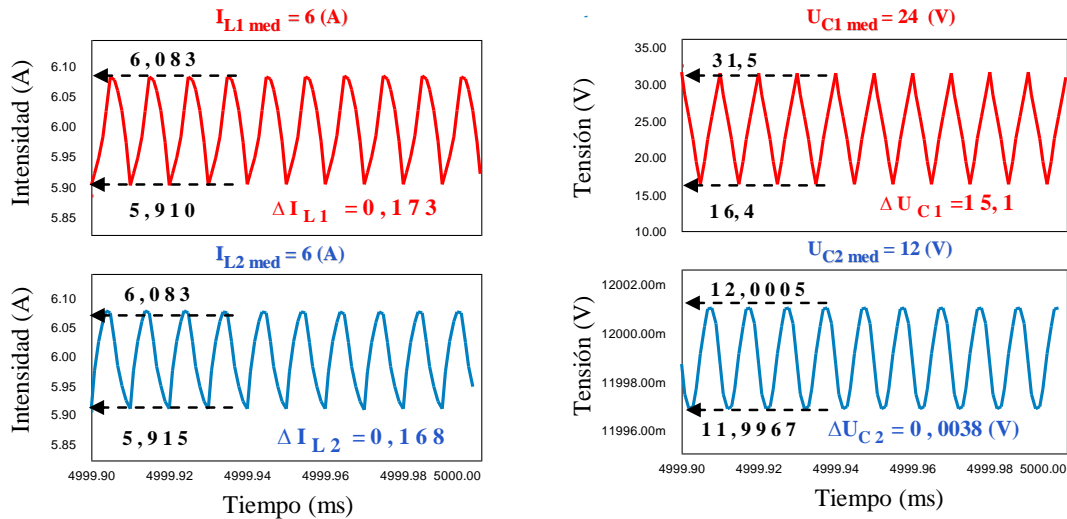


Figura 2.14: Simulación en PSIM del convertidor SR. Acoplado con $K=0,65$

La tabla 2.5 recoge los resultados teóricos aplicando las expresiones pertinentes.

$I_{L1 \text{ med}} \text{ (A)}$	$I_{L2 \text{ med}} \text{ (A)}$	$U_{C1 \text{ med}} \text{ (V)}$	$U_{C2 \text{ med}} \text{ (V)}$
6	6	24	12
$\Delta I_{L1} \text{ (A)}$	$\Delta I_{L2} \text{ (A)}$	$\Delta U_{C1} \text{ (V)}$	$\Delta U_{C2} \text{ (V)}$
0,155	0,155	15	0,0038

Tabla 2.5: Resultados teóricos de valores medios y rizados del convertidor SR. Acoplado

2.4.1 Mejoras al acoplar los inductores del Súper Reductor

Como se ha comentado anteriormente, acoplar los inductores del convertidor Súper Reductor proporciona principalmente tres mejoras respecto al mismo convertidor sin acoplamiento. En particular:

- La primera y más importante, capacidad de reducir los rizados de corriente en las bobinas, llegando incluso a presentar, teóricamente, con un diseño adecuado, rizado cero en alguno de sus dos inductores.
- La segunda, trabajar con un núcleo magnético común de menor tamaño, en lugar de utilizar dos como el Súper Reductor sin bobinas acopladas.
- La tercera, desfase las corrientes por las bobinas (ponerlas en contra-fase) y poder trabajar con menor rizado de corriente en la salida que en la entrada.

Los siguientes tres epígrafes tienen como objeto explicar de manera más amplia estas mejoras.

2.4.1.1 Capacidad de Reducir los rizados de corriente en las bobinas

Los rizados de corriente en este convertidor dependen en gran medida del valor relativo que adopte el factor de acoplamiento “ K ” frente al cociente entre los valores de sus inductancias “ L_2/L_1 ”. De esta forma, los rizados de corriente se pueden reducir considerablemente a través de unos valores adecuados de estos dos parámetros. Incluso se puede llegar, teóricamente, a trabajar con rizado nulo. Imponiendo valor cero a los rizados de corriente por las bobinas (2.25) y (2.26), se obtienen las expresiones (2.30) y (2.31), las cuales representan la condición teórica particular que se debe cumplir para que el rizado de corriente por alguna de las dos bobinas se anule.

$$\Delta I_{L1_SRA} = 0 \Rightarrow \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_2 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)} = 0 \Rightarrow K = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.30)$$

$$\Delta I_{L2_SRA} = 0 \Rightarrow \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)} = 0 \Rightarrow K = \frac{1}{\sqrt{L_2/L_1}} \quad (2.31)$$

En función del valor que adopte el cociente L_2/L_1 se puede anular en rizado de corriente en una bobina o en la otra. En particular:

- Si $L_2/L_1 < 1 \Rightarrow L_1 > L_2$: Se puede conseguir $\Delta I_{L1_SRA} = \Delta I_{in_SRA} = 0$
- Si $L_2/L_1 > 1 \Rightarrow L_1 < L_2$: Se puede conseguir $\Delta I_{L2_SRA} = 0$

Reducir el Rizado de corriente en la bobina L_2 no supone ningún aliciente especial. Sin embargo, reducir el rizado de corriente en la bobina L_1 , al estar en serie con el generador, reporta un gran beneficio y supone una mejora cualitativa respecto al convertidor Súper Reductor. La expresión (2.30) marca la “condición de rizado de corriente de entrada nulo”. No obstante, ésta es una condición teórica a la que nunca se puede llegar con suficiente exactitud como para que el rizado se haga totalmente nulo. Esto se debe a la tolerancia que presenta cualquier componente respecto de su valor de diseño y a la dificultad de conseguir un factor de acoplamiento específico al arrollar los inductores de la bobina acoplada. Sin embargo, si el convertidor SR. Acoplado se diseña en un punto próximo al marcado por la expresión (2.30), el rizado de corriente de entrada también será próximo a cero.

En la figura 2.15 se representa la corriente de entrada del SR. Acoplado cuando el factor de acoplamiento adopta diferentes valores para el ejemplo recogido en la tabla 2.1.

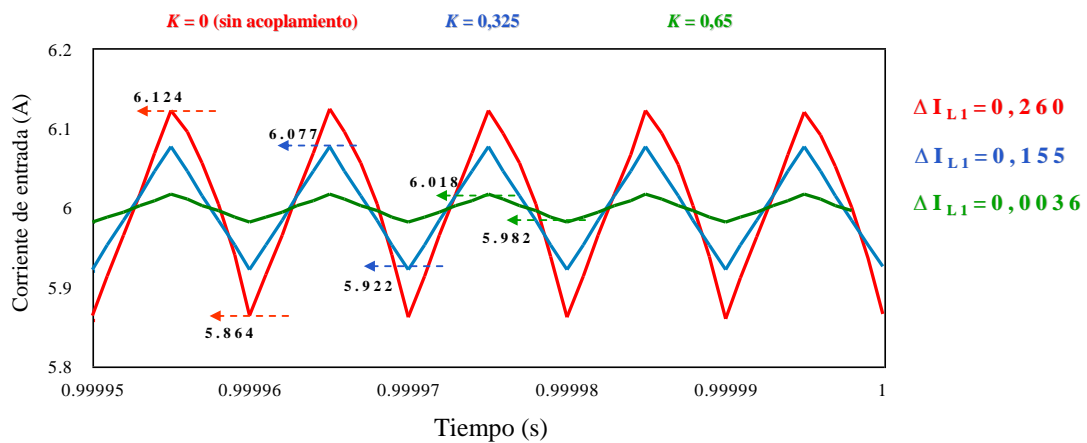


Figura 2.15: Corriente de entrada en el SR. Acoplado cuando el factor de acoplamiento K adopta diferentes valores

Se observa cómo a media que aumenta el factor de acoplamiento el rizado disminuye. Para el ejemplo considerado, en el que las inductancias presentan el mismo valor, siempre que aumente el acoplamiento, disminuye el rizado. Sin embargo, no ocurre lo mismo cuando las inductancias no presentan el mismo valor. Esto se puede comprobar en la figura 2.16, la cual representa la evolución del rizado de la corriente de entrada en función del factor de acoplamiento para distintos valores del cociente L_2/L_1 (para el ejemplo de la tabla 2.1). El valor de L_1 se mantiene constante y L_2 cambia cuando se adoptan distintos valores del cociente L_2/L_1 .

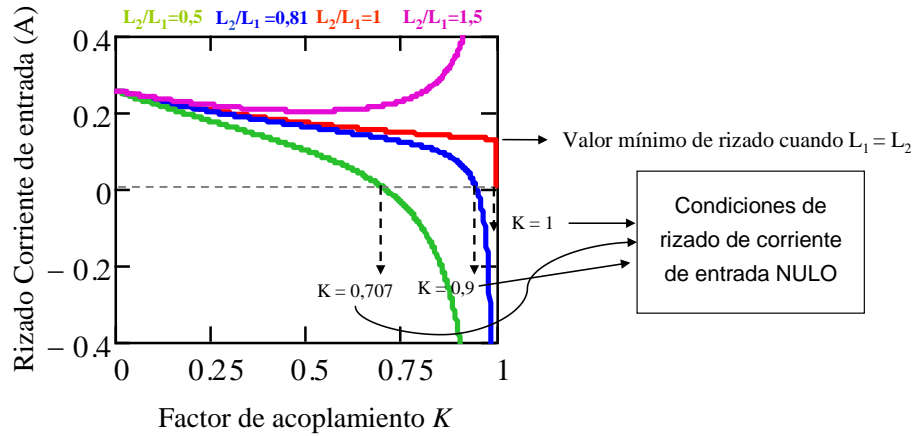


Figura 2.16: Rizado de la corriente de entrada en SR. Acoplado en función del factor de acoplamiento K para distintos valores del cociente L_2/L_1

De la grafica anterior se puede concluir que para $L_2/L_1 < 0$, el rizado de corriente de entrada se reduce a medida que aumenta el acoplamiento hasta que se alcanza la condición de rizado corriente de entrada nulo (2.30), a partir de la cual, el rizado vuelve a aumentar (pero con signo opuesto).

Por otra parte, a medida que el cociente L_2/L_1 se aproxima a la unidad, la sensibilidad de los rizados de corriente respecto al factor de acoplamiento aumenta notablemente. En particular, en la figura 2.16 se observa cómo pequeñas variaciones en el valor del factor de acoplamiento pueden llegar a producir grandes cambios en el rizado de la corriente de entrada.

Cuando las inductancias son iguales, dado que es imposible conseguir un acoplamiento perfecto ($K=1$), el rizado sólo se puede reducir hasta un cierto limite (marcado en la figura 2.16). Sin embargo, para $L_1 > L_2$, el rizado de la corriente de entrada puede reducirse hasta valores prácticamente nulos. Del mismo modo, para $L_2 > L_1$, se puede reducir el de la bobina L_2 .

La figura 2.17 muestra gráficamente cómo es posible conseguir físicamente factores de acoplamiento bajos o elevados.

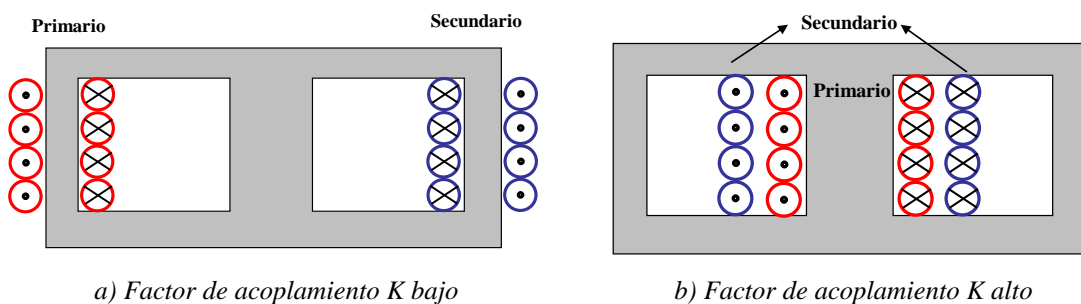


Figura 2.17: Representación gráfica de factores de acoplamiento bajos y altos

2.4.1.2 Necesidad de un tamaño de núcleo magnético menor en sus bobinas

El SR. Acoplado presenta un solo núcleo magnético para sus dos bobinas. El tamaño de este núcleo depende de la cantidad de energía máxima que almacena, la cual a su vez depende del cuadrado de corriente máxima que soporta (2.17). La energía total del núcleo se puede calcular como la suma de las energías almacenadas en cada inductancia por separado. Como las corrientes por las bobinas no tienen por qué ir en fase (es decir, no alcanzan su valor máximo en el mismo instante), la energía máxima almacenada en el núcleo es menor que la energía máxima que se almacenaría en el caso de tener dos núcleos separados e independientes (se recuerda, $I \propto \Phi$).

Para un factor de acoplamiento nulo (sin acoplamiento) las corrientes van en fase. Y para un factor de acoplamiento no nulo, el desfase depende del acoplamiento y de las especificaciones de trabajo. La figura 2.18 representa las corrientes por las bobinas del SR. Acoplado para el ejemplo mostrado en la tabla 2.1 cuando el factor de acoplamiento adopta distintos valores.

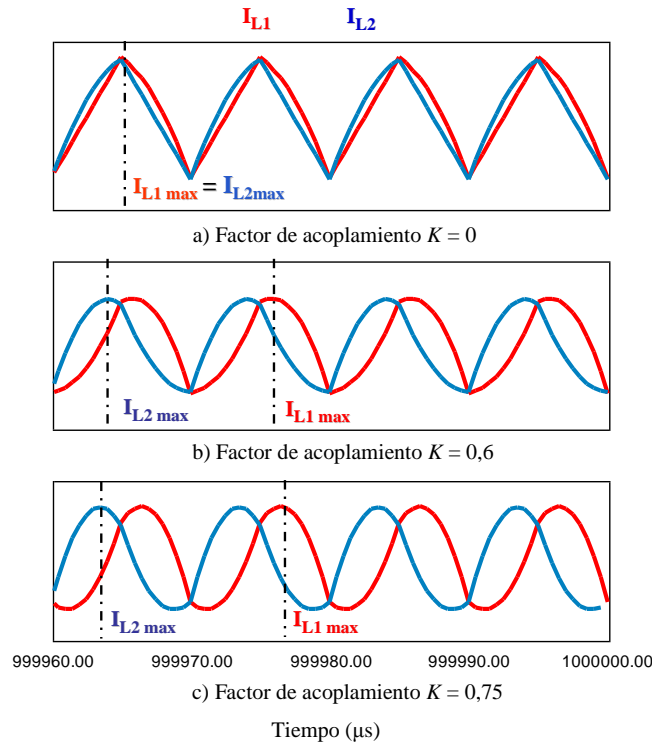


Figura 2.18: Corrientes por las bobinas del Súper Reductor para distintos valores del factor de acoplamiento K

Las corrientes por las bobinas no alcanzan su valor máximo en el mismo instante. Por lo tanto, tener un núcleo magnético compartido donde las corrientes no van en fase se traduce en que es posible un tamaño de este núcleo menor que la suma de los tamaños de los núcleos de cada bobina por separado. No obstante, para simplificar, en

este proyecto se considera que las dos corrientes por las bobinas circulan en fase, lo que se traduce en un sobredimensionamiento del sistema.

También hay que resaltar que disponer de un único núcleo donde se arrollan los dos inductores implica que los flujos magnéticos de éstos se suman, y dicho núcleo debe ser diseñado de acuerdo a evitar una eventual saturación por exceso de flujo.

2.4.1.3 Capacidad de trabajar con menor rizado en la salida que en la entrada

El SR. Acoplado es capaz de presentar menor rizado de corriente en la salida que en la entrada. Se recuerda que el Súper Reductor sin acoplamiento siempre presenta mayor rizado de corriente en la salida (expresión 2.24), debido a que las corrientes por sus dos bobinas van en fase. Sin embargo, como se desprende de la figura 2.18, el acoplamiento permite desfazar las corrientes por las bobinas. Esto implica que las corrientes por las bobinas del SR. Acoplado se pueden colocar en contra-fase, ya que este convertidor permite trabajar con rizados de corriente negativos (figura 2.16). De esta forma, se consigue un rizado de corriente menor en la salida que en la entrada. Para ilustrar esta mejora se simula en PSIM el ejemplo recogido en la tabla 2.6. Las corrientes por las bobinas y en la salida se muestran en la figura 2.19.

L_1 (μH)	L_2 (μH)	K	C_1 (μF)	C_2 (μF)	U_{in} (v)	U_o (V)	P_o (W)	f (kHz)
320	2000	0,75	2	100	24	12	144	100

Tabla 2.6: Ejemplo utilizado para demostrar que el SR. Acoplado es capaz de trabajar con menor rizado de corriente en la salida que en la entrada

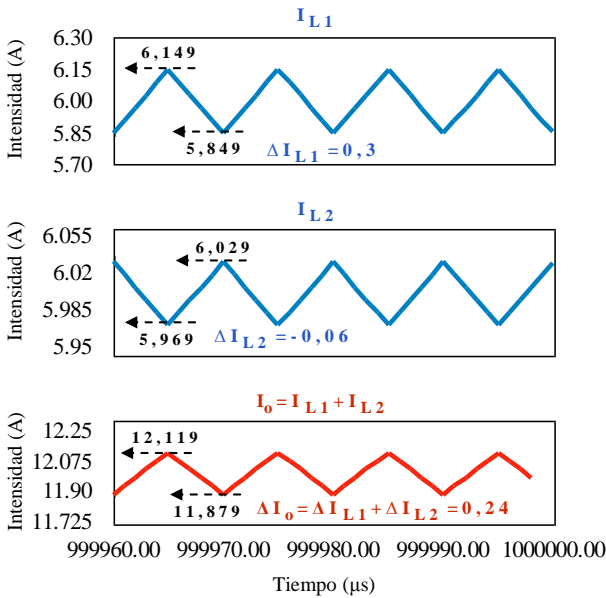


Figura 2.19: Rizados de corriente en las dos bobinas y en la salida del SR. acoplado

Se observa cómo el rizado por la bobina L_2 está en contra-fase respecto al de la bobina L_1 . Lo cual produce un rizado de corriente de salida menor que de corriente de entrada. Se concluye que la expresión (2.24) no tiene validez en el SR Acoplado.

2.4.2 Comparativa energética con el Súper Reductor Acoplado

Según se ha comprobado, acoplar los inductores del Súper Reductor contribuye a reducir los rizados de corriente por las bobinas. Por tanto, el SR. Acoplado permite trabajar con menor tamaño de componentes, ya que necesita de menor tamaño de inductancias para cumplir las especificaciones de rizados de corriente “ ζ_{in} ” y “ ζ_o ”.

En este apartado se muestran las expresiones analíticas que relacionan los tamaños relativos entre las bobinas del SR. Acoplado frente al Reductor y frente al Súper Reductor. De esta forma, el lector del presente documento tiene a su disposición las expresiones genéricas que le permiten comparar en términos de tamaño de componentes cualquiera de los convertidores analizados en este proyecto de una manera rápida y concisa. Como el convertidor Súper Reductor tiene un comportamiento respecto a las especificaciones eléctricas de régimen permanente (las recogidas en la tabla 2.4) diferente al SR. Acoplado, también se muestran graficas para ilustrar las diferencias existentes entre ambos convertidores.

Es importante resaltar que los rizados de corriente en el SR. Acoplado dependen en gran medida del valor relativo que adopten el factor de acoplamiento “ K ” frente al valor que resulta del cociente de sus inductancias “ L_2/L_1 ”. Esto se debe a que el rizado por cualquiera de las bobinas en el SR. Acoplado depende: de su inductancia, de la inductancia de la otra bobina y del factor de acoplamiento o inductancia mutua (formulas 2.25 a 2.27). Sin embargo, en el Súper Reductor, los rizados de corriente por las bobinas dependen únicamente de la inductancia considerada. Dada la importancia en el SR. Acoplado del valor que resulta de hacer el cociente entre los valores de sus inductancias, en adelante se expresa según la expresión (2.32).

$$\lambda = \frac{L_{2_SRA}}{L_{1_SRA}} \quad (2.32)$$

En (2.33) se recoge la expresión que liga el factor de acoplamiento “ K ” con el cociente entre las inductancias del SR. Acoplado “ λ ”.

$$K = \frac{U_{in} \zeta_o \lambda - U_o \zeta_{in} (1 + \lambda)}{\sqrt{\lambda} (U_{in} \zeta_o - 2 U_o \zeta_{in})} \quad (2.33)$$

El factor de acoplamiento junto con el parámetro λ supone un grado de libertad en el diseño del SR. Acoplado. Tanto para diseñar el convertidor, como para realizar el estudio comparativo que se persigue hacer en este apartado, es necesario conocer el valor de estos dos parámetros. El diseñador debe elegir uno de los dos, y a partir de la expresión (2.33), calcular el otro. Una vez conocidos el factor de acoplamiento “ K ” a utilizar, el cual debe estar comprendido entre cero (acoplamiento mínimo) y uno (acoplamiento máximo), y el valor de parámetro “ λ ”, se pueden obtener el valor de las inductancias L_1 y L_2 (anexo3, tabla A3.2) que permiten trabajar al SR. Acoplado con las especificaciones de trabajo impuestas (tabla 2.4), y desarrollar la comparativa energética en términos del tamaño de componentes como se realizó en el apartado 2.3.3 con el Súper Reductor sin bobinas acopladas.

Existe un caso muy particular donde no es posible, ni necesario, usar la expresión (2.33). Cuando las especificaciones de trabajo son tal que anulan el denominador de esta expresión, se puede comprobar que las inductancias presentan el mismo valor ($\lambda=1$) y se puede elegir el factor de acoplamiento que se desee. Es decir:

$$\text{Si } \zeta_o = 2D\zeta_{in} \quad (2.34) \quad \Rightarrow \quad \lambda=1 \text{ y } K \text{ puede adoptar cualquier valor entre 0 y 1}$$

2.4.2.1 Comparativa energética: SR. Acoplado vs. Súper Reductor

La expresión (2.35) relaciona los tamaños relativos de las bobinas en los convertidores: SR. Acoplado frente a Súper Reductor.

$$\frac{E_{SRAP}}{E_{SRP}} = \frac{\frac{(\lambda - K\sqrt{\lambda})}{\lambda(1-K^2)} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1\right)^2 + \frac{\zeta_{in}(U_{in} - U_o)^2(1-K\sqrt{\lambda})}{U_o(\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)(1-K^2)} \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1\right]^2}{\left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1\right)^2 + \frac{\zeta_{in}(U_{in} - U_o)^2}{U_o(\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)} \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1\right]^2} \quad (2.35)$$

En el apartado 2.3 se demostró que el Súper Reductor sin acoplamiento optimiza el tamaño de sus bobinas cuando las especificaciones de rizado de corriente “ ζ_{in} ” y “ ζ_o ” presentan valores similares. En este caso, e independientemente del valor de las otras especificaciones, el convertidor Súper Reductor siempre representa mejor opción que el Reductor (en términos de tamaño de componentes). Sin embargo, no ocurre lo mismo

en el SR. Acoplado. Este convertidor optimiza el tamaño de sus bobinas cuando sus inductancias valen igual, o lo que es lo mismo, cuando el parámetro “ λ ” tiende a valer uno. Sin embargo, se recuerda que en esta circunstancia es cuando la sensibilidad de los rizados de corriente respecto al factor de acoplamiento es mayor.

La figura 2.20 tiene como objeto demostrar gráficamente esto mismo. En ella se representa la expresión (2.35) en función del parámetro “ λ ” para el ejemplo recogido en la tabla 2.4 cuando las especificaciones de rizado de corriente adoptan valores diferentes. Para ello, primero se sustituye en (2.35) la expresión del factor de acoplamiento recogida en (2.33), y después se grafica la función resultante. El eje de abscisas de cada gráfica está limitado por los valores de lamda que hacen al factor de acoplamiento estar comprendido entre cero y la unidad.

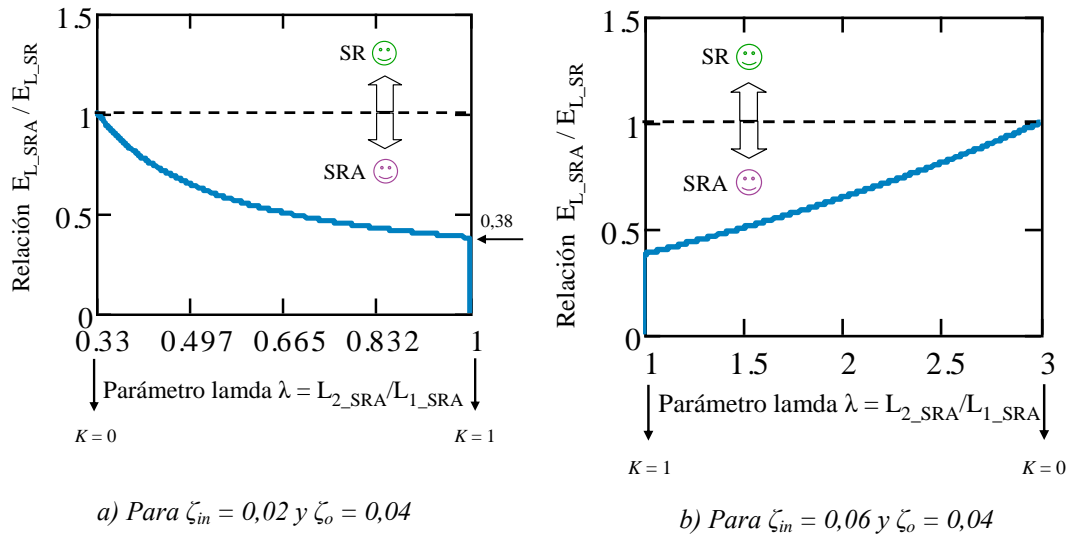


Figura 2.20: Tamaño relativo de bobinas en función del parámetro $\lambda = L_{2_SRA} / L_{1_SRA}$

En la figura 2.20 se observa cómo el SR. Acoplado optimiza el tamaño de sus componentes cuando el parámetro λ tiende a uno, o lo que es lo mismo, cuando las inductancias tienden a valer lo mismo.

Se puede comprobar que si se elige un valor de “ λ ” igual a uno, y no se cumple la expresión recogida en (2.34), el factor de acoplamiento necesariamente también debe ser igual a la unidad, independientemente del valor que adopten otras especificaciones. Es decir:

$$\text{Si } \lambda = 1 \Rightarrow K = \frac{U_{in} \zeta_o \lambda - U_o \zeta_{in} (1 + \lambda)}{\sqrt{\lambda} (U_{in} \zeta_o - 2U_o \zeta_{in})} = \frac{U_{in} \zeta_o - 2U_o \zeta_{in}}{U_{in} \zeta_o - 2U_o \zeta_{in}} = 1$$

Las dos graficas de la figura 2.21 representan el factor de acoplamiento (formula 2.33) en función del parámetro “ λ ”. En una de ellas lamda adopta valores comprendidos entre cero y treinta, y en la otra desde cero a dos. De este modo se observa: por un lado, cómo en función del valor de las especificaciones de trabajo, la formula (2.33) puede tener una o dos soluciones. Se observa cómo para la curva representada en color rosa ($\zeta_{in}=0,1$ y $\zeta_o=0,04$), existen dos valores de lamda para factores de acoplamiento comprendidos entre 0.75 y 1. Sin embargo, la solución más eficiente respecto al tamaño de componentes en el SR. Acoplado es siempre la que implique el lamda más próximo a uno. Por otro lado, siempre que se elija un valor de lamda de uno, y no se cumpla la expresión (2.34), el factor de acoplamiento necesariamente también debe valer uno.

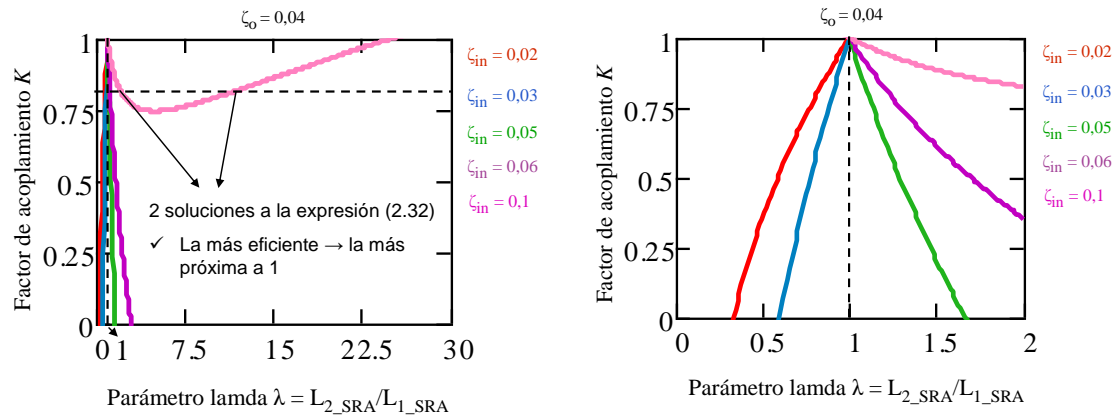


Figura 2.21: Factor de acoplamiento K en función del parámetro $\lambda=L_{2_SRA}/L_{1_SRA}$

Finalmente, se demuestra matemáticamente qué convertidor necesita de menor tamaño en las bobinas para cumplir con las especificaciones establecidas, cuando lamda y el factor de amortiguamiento valen la unidad. Introduciendo el valor de las especificaciones de trabajo (tabla 2.4), del factor de acoplamiento, y de lamda en la expresión (2.35), se obtiene:

$$\frac{E_{SRAP}}{E_{SRP}} = 0,5$$

El tamaño de las bobinas del SR. Acoplado es, aproximadamente, el 50 % del tamaño de las bobinas en el Súper Reductor.

En la figura 2.20 se observa cómo el SR. Acoplado es capaz de trabajar con un tamaño de bobinas todavía menor al 50% respecto al tamaño de las bobinas del Súper Reductor. En particular, para el ejemplo recogido en la figura 2.20a, donde las especificaciones de rizado de corriente no presentan el mismo valor, este valor es del 38%. Lo que confirma que el SR. Acoplado no optimiza el tamaño de sus bobinas

cuando las especificaciones de rizado de corriente “ ζ_{in} ” y “ ζ_o ” valen lo mismo, sino que lo hace cuando sus inductancias tienden a valer lo mismo. Cuanto más diferente sea lamda de uno, mayor es el tamaño en las bobinas del SR. Acoplado. Sin embargo, un valor de lamda próximo a uno implica un factor de acoplamiento también próximo a uno, lo cual puede llegar a afectar de forma negativa a la dinámica [6], [9].

2.4.2.2 Comparativa energética: SR. Acoplado vs. Reductor

La expresión (2.36) relaciona los tamaños relativos de las bobinas en los convertidores: SR. Acoplado frente a Reductor. No obstante, no se ilustra un ejemplo de su aplicación al no aportar nada nuevo desde el punto de vista de la comparativa respecto a todo lo expuesto a lo largo del capítulo 2.

$$\frac{E_{SRAP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{(\lambda - K\sqrt{\lambda})}{\lambda(1-K^2)} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1\right)^2 + \frac{\zeta_{in}(U_{in} - U_o)^2(1-K\sqrt{\lambda})}{U_o(\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)(1-K^2)} \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1\right]^2}{\frac{P_o}{8C_1 f U_{in} U_o} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1\right)^2 + \frac{\zeta_{in} U_{in}}{\zeta_o U_o} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1\right)^2} \quad (2.36)$$

2.4.3 Conclusiones respecto al acoplamiento de los inductores

- Acoplar los inductores en el Súper Reductor permite:
 - ◆ Reducir los rizados de corriente por las bobinas.
 - ◆ Trabajar con un único núcleo magnético para las dos bobinas del circuito.

Ambas circunstancias repercuten en una necesidad menor de tamaño de componentes en el SR. Acoplado. No obstante, si sólo se dispone de un núcleo magnético que arrolle a las dos bobinas, los flujos magnéticos de las mismas se suman y refuerzan, y se debe tener en cuenta en el diseño del núcleo para evitar una eventual saturación por exceso de flujo.

- El SR. Acoplado, a diferencia del Súper Reductor, puede trabajar con menor rizado de corriente de salida que de corriente de entrada. Esto se debe a su capacidad de desfazar las corrientes por sus bobinas y conseguir rizados de corriente negativos en las mismas.

- De igual modo, a diferencia del Súper Reductor, optimiza el tamaño de sus componentes cuando trabaja con el mismo valor de inductancia en sus dos inductores, es decir, cuando el valor del parámetro “ λ ” tiende a uno. No obstante, si λ tiende a uno, el factor de acoplamiento también tiende a la unidad. Lo cual conlleva, por una lado, un λ próximo a uno implica una mayor sensibilidad de los rizados de corriente respecto a la dispersión en el valor del factor de acoplamiento, y por otro lado, un factor de acoplamiento elevado puede causar un empeoramiento de la respuesta dinámica del convertidor [6], [9], porque puede producir el efecto de trasladar los polos de la etapa de potencia hacia el origen, reduciendo la estabilidad relativa del convertidor.
- Las formulas (2.35) y (2.36) permiten determinar de manera rápida y concisa qué convertidor: SR. Acoplado frente a Súper Reductor y Reductor, permite ahorrar en tamaño de bobinas, y por tanto, en tamaño de componentes en general. Basta introducir las especificaciones de trabajo en dichas expresiones y analizar el resultado de la siguiente forma:
 - ♦ Si el resultado $> 1 \rightarrow$ El SR. Acoplado representa la peor opción.
 - ♦ Si el resultado $< 1 \rightarrow$ El SR. Acoplado representa la mejor opción.

Capítulo 3

Análisis y comparativa dinámica

3 Análisis y comparativa dinámica

El diseño dinámico de un convertidor CC/CC consiste en la implementación de un lazo de control que permita mantener la tensión de salida constante y la potencia requerida en la carga ante pequeñas perturbaciones en cualquier punto del circuito. Dicho lazo de control actúa sobre los elementos de conmutación, modificando su tiempo de conducción con el propósito de mejorar el transitorio y la estabilidad del sistema [2], [10], [11].

En aplicaciones de potencia es común implementar tanto a la entrada como a la salida filtros paso-bajo LC. El objetivo de ponerlo a la entrada es impedir que las EMI (interferencias electromagnéticas) pasen de la fuente al convertidor y viceversa, amén de reducir el rizado de conmutación a la entrada del convertidor. El objetivo del filtro de salida (aunque en el Súper Reductor no tiene demasiado sentido hablar de filtro LC de salida) es permitir el paso del valor medio de la señal y rechazar todo el contenido armónico de la misma, o bien, que éste pase lo suficientemente atenuado. Esto justifica la utilización de convertidores CC/CC de cuarto orden, como los estudiados en este proyecto, los cuales presentan corriente suave o no pulsante tanto a la entrada como a la salida. En el aspecto estático supone una mejora presentar cuatro componentes magnéticos, pero el aspecto dinámico, se ve penalizado respecto a los convertidores convencionales de segundo orden. En este sentido, en este proyecto se analizará también la planta del convertidor Reductor sin filtro de entrada, el cual marca la referencia en el comportamiento dinámico a los convertidores objeto de estudio.

Por otra parte, el fin último de un convertidor CC/CC es la transferencia de energía desde la entrada a la salida modificando los niveles de tensión. Sin embargo, existe una diferencia cualitativa importante entre el convertidor Reductor y el Súper Reductor respecto cómo se produce esta transferencia de energía. En el Reductor, la transferencia de energía se realiza en serie, es decir, la energía atraviesa secuencialmente los dos filtros LC antes de llegar a la salida. Ello limita la dinámica de este convertidor. Sin embargo, en el Súper Reductor, se realiza en paralelo y la energía llega a la carga a través de dos caminos distintos, uno por la bobina L_1 y otro por la bobina L_2 . Lo cual mejora la dinámica de este convertidor. Este hecho está relacionado con las diferencias que existen entre los convertidores respecto a la dinámica.

En la figura 3.1 se han representado los convertidores Reductor y Súper Reductor con los correspondientes caminos de flujo de energía a través de sus componentes.

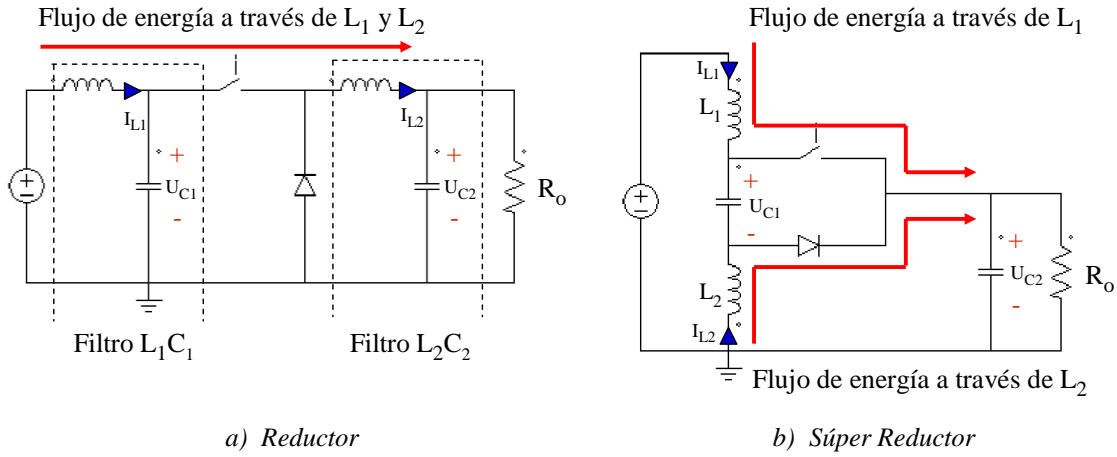


Figura 3.1: Flujos de energía a través de los componentes en el Reductor y Súper Reductor

El análisis de la planta se centra en un control en modo corriente promediada en la corriente de salida. La celda de salida es igual en los dos convertidores y se muestra en la figura 3.2.

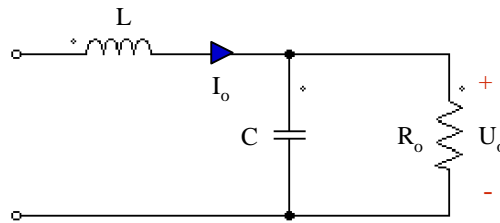


Figura 3.2: Celda de salida de los convertidores

Se ha elegido hacerlo en modo corriente porque las conclusiones son similares respecto al caso de un control en modo tensión, ya que la corriente y la tensión de salida se relacionan directamente a través del paralelo entre la carga y el condensador de salida. Por lo tanto, las conclusiones que se obtengan respecto al modo corriente son extrapolables al modo tensión.

Dadas las características de la planta de los convertidores objeto de estudio, el control se lleva a cabo mediante reguladores tipo PI. Estos reguladores son sencillos y dan muy buenos resultados. Sin embargo, la fase de la planta en la zona de control no debe caer más allá de -90° , ya que en tal caso no se podría ajustar libremente el margen de fase y se podrían generar problemas de estabilidad. Por ejemplo, con una caída de fase de -150° , el máximo margen de fase alcanzable es de 30° . En caso de que los requerimientos de la respuesta dinámica exigieran un margen de fase mayor, sería

necesario incluir en el regulador una acción derivativa. Contemplar acciones derivativas en los controladores de los convertidores queda fuera del alcance de este proyecto.

El capítulo se estructura de la siguiente forma:

- En primer lugar, se obtienen las funciones de transferencia de la etapa de potencia o planta de los convertidores. Primero, se obtiene un modelo promediado. Después, se linealiza respecto a un punto de operación. Finalmente, se obtiene la función de transferencia deseada.
- En segundo lugar, se analiza la ubicación sobre el plano complejo de los polos y los ceros de dicha etapa y se obtienen sus expresiones analíticas cuando sea posible.
- En tercer lugar, se estudia el efecto de incluir una rampa de amortiguamiento o *damping* en la planta del sistema. En particular, cuando ésta se coloca en paralelo con el condensador del filtro de entrada C_1 .
- En cuarto lugar, se realiza un control de los convertidores a través de un doble lazo de realimentación. Este doble lazo consta de un lazo interno de corriente y de uno externo de tensión. Primero, se describe el fundamento teórico de los lazos y después, para un caso concreto, se representa la respuesta en frecuencia de cada lazo tanto en bucle abierto como en bucle cerrado.
- Por último, se acoplan los inductores en el Súper Reductor. Primero, se obtiene la función de transferencia de la planta del convertidor con las bobinas acopladas y después, se estudia para un ejemplo concreto la influencia del acoplamiento sobre la posición de los polos y ceros en la planta de este convertidor.

La deducción de todas las funciones de transferencia que aparecen en este capítulo, junto con sus correspondientes validaciones mediante sus diagramas de bode, obtenidos mediante los paquetes MATHCAD y PSIM, se pueden consultar, respectivamente, en los anexos 4 y 5.

3.1 Modelado de la etapa de potencia

En este apartado se van a obtener las funciones de transferencia de la planta de los convertidores: Reductor sin filtro de entrada, Reductor y Súper Reductor. En primer lugar, se obtiene una topología invariante en el tiempo con el fin de conocer los valores medios de todas las señales del circuito. En segundo lugar, se define el punto de trabajo

del convertidor. En tercer lugar, se obtiene el modelo en pequeña señal. Y por último, se muestra la función de transferencia (en modo corriente) de la planta del convertidor obtenida a partir de dicho modelo.

3.1.1 Convertidor Reductor sin filtro de entrada

3.1.1.1 Modelo promediado

Para obtener el modelo promediado se sustituye, respectivamente, el conmutador y el diodo de retorno por una fuente de corriente y de tensión dependientes, tal y como muestra la figura 3.3.

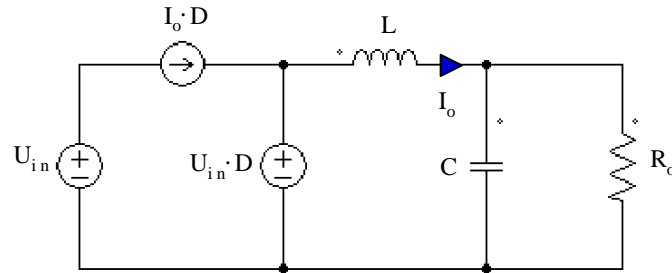


Figura 3.3: Modelo promediado del convertidor Reductor sin filtro de entrada

3.1.1.2 Punto de trabajo

Los valores del punto de trabajo Q (U_{in} , D , I_o) se obtienen del circuito anterior en condiciones estáticas.

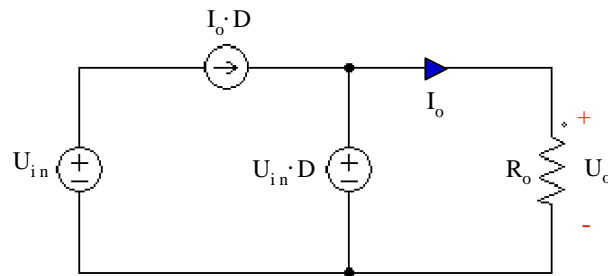


Figura 3.4: Esquemático del convertidor Reductor sin filtro de entrada en condiciones estáticas

Del circuito de la figura 3.4 se extraen las expresiones que definen el punto de trabajo.

$$D = \frac{U_o}{U_{in}} \quad (3.1)$$

$$I_o = \frac{U_o}{R_o} \quad (3.2)$$

3.1.1.3 Modelo en pequeña señal

Con el fin de obtener un conjunto de ecuaciones lineales que describan el comportamiento del convertidor, el circuito de la figura 3.3 se linealiza y perturba en torno al punto de trabajo Q (U_{in} , D , I_o). La tensión de entrada perturbada se considera nula.

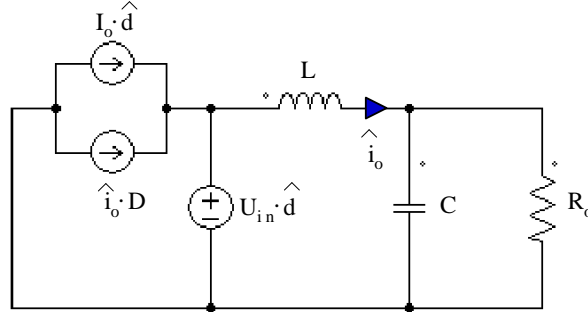


Figura 3.5: Modelo de pequeña señal del convertidor Reductor sin filtro de entrada

3.1.1.4 Función de transferencia en modo corriente

La función de transferencia en modo corriente relaciona la corriente de salida I_o (magnitud a controlar) con el ciclo de trabajo (magnitud de control). Su expresión analítica queda recogida en (3.3).

$$G_{id}(s) = \frac{U_{in}}{Z_L(s) + Z_o(s)} \quad (3.3)$$

Siendo “ $Z_o(s)$ ” el paralelo del condensador de salida con la carga.

$$Z_o(s) = Z_C(s) \parallel R_o = \frac{Z_C(s) R_o}{Z_C(s) + R_o} \quad (3.4)$$

La impedancia $Z_o(s)$ se utiliza en las funciones de transferencia de la etapa de potencia de los convertidores por razones de espacio, ya que al ser sistemas de 4º orden éstas resultan demasiado grandes.

3.1.2 Convertidor Reductor

3.1.2.1 Modelo promediado

Para obtener el modelo promediado se procede igual que en el apartado anterior, se sustituye el conmutador y el diodo de retorno por una fuente de corriente y de tensión dependientes, tal y como muestra la figura 3.6.

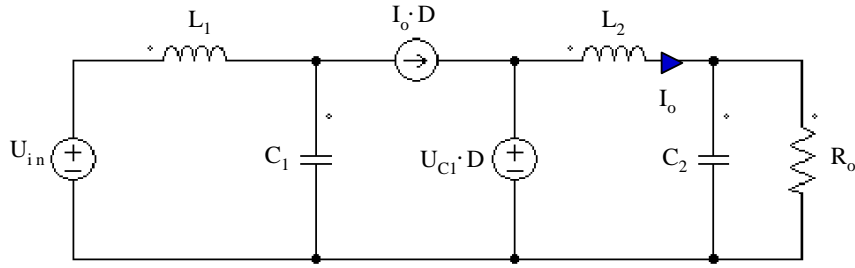


Figura 3.6: Modelo promediado del convertidor Reductor

3.1.2.2 Punto de trabajo

El punto de trabajo del convertidor Reductor lo marca, el ciclo de trabajo (3.1), la corriente de salida (3.2) y la tensión en el condensador de entrada C_1 . Sus valores se obtienen del circuito anterior en condiciones estáticas.

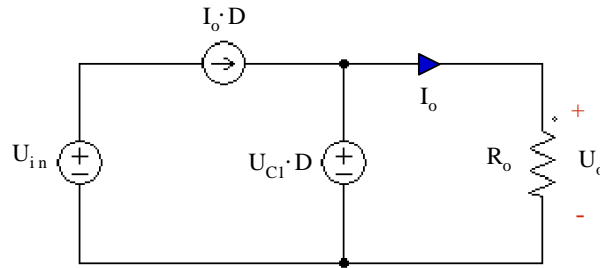


Figura 3.7: Esquemático del convertidor Reductor en condiciones estáticas

La tensión en el condensador de entrada C_1 se corresponde con la expresión (3.5).

$$U_{C1} = U_{in} \quad (3.5)$$

3.1.2.3 Modelo en pequeña señal

Con el fin de obtener un conjunto de ecuaciones lineales que describan el comportamiento del convertidor, el circuito de la figura 3.6 se linealiza y perturba en torno al punto de trabajo Q ($U_{C1} D$, I_o). La tensión de entrada perturbada se considera nula.

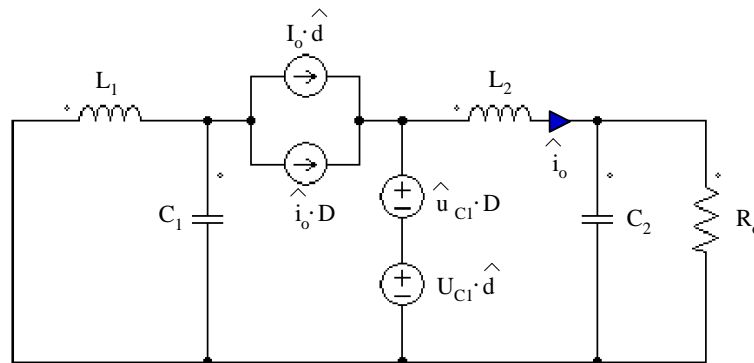


Figura 3.8: Modelo de pequeña señal del convertidor Reductor

3.1.2.4 Función de transferencia en modo corriente

La función de transferencia en modo corriente relaciona la corriente de salida I_o (magnitud a controlar) con el ciclo de trabajo (magnitud de control). Su expresión analítica queda recogida en (3.6).

$$G_{id}(s) = \frac{U_{C1}Z_{C1}(s) + U_{C1}Z_{L1}(s) - DI_oZ_{C1}(s)Z_{L1}(s)}{Z_o(s)Z_{C1}(s) + Z_o(s)Z_{L1}(s) + Z_{C1}(s)Z_{L2}(s) + Z_{L1}(s)Z_{L2}(s) + D^2Z_{C1}(s)Z_{L1}(s)} \quad (3.6)$$

Siendo “ $Z_o(s)$ ” el paralelo del condensador de salida con la carga (3.4).

3.1.3 Convertidor Súper Reductor

3.1.3.1 Modelo promediado

Al igual que en los casos anteriores, para obtener el modelo promediado se sustituye, respectivamente, el conmutador y el diodo de retorno por una fuente de corriente y de tensión dependientes, tal y como muestra la figura 3.9.

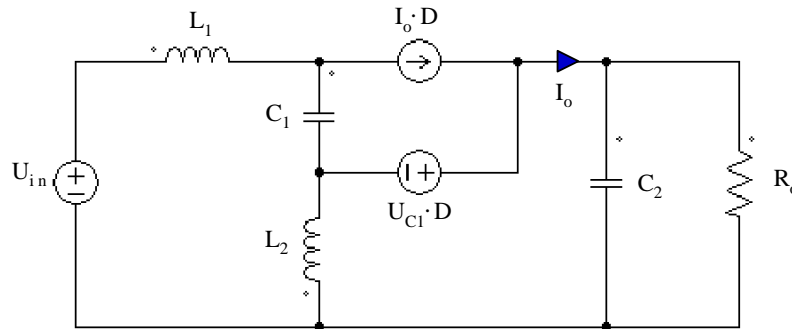


Figura 3.9: Modelo promediado del convertidor Súper Reductor

3.1.3.2 Punto de trabajo

Los valores del punto de trabajo Q (U_{C1} , D , I_o) se obtienen del circuito anterior en condiciones estáticas, el cual coincide con el del Reductor (figura 3.7). Las expresiones (3.1), (3.2) y (3.5) que definen el punto de trabajo en el Reductor también definen el punto de trabajo del Súper Reductor.

3.1.3.3 Modelo en pequeña señal

Con el fin de obtener las ecuaciones lineales que describan el comportamiento del convertidor, el circuito de la figura 3.9 se linealiza y perturba en torno al punto de trabajo Q (U_{C1} , D , I_o). La tensión de entrada perturbada se considera nula.

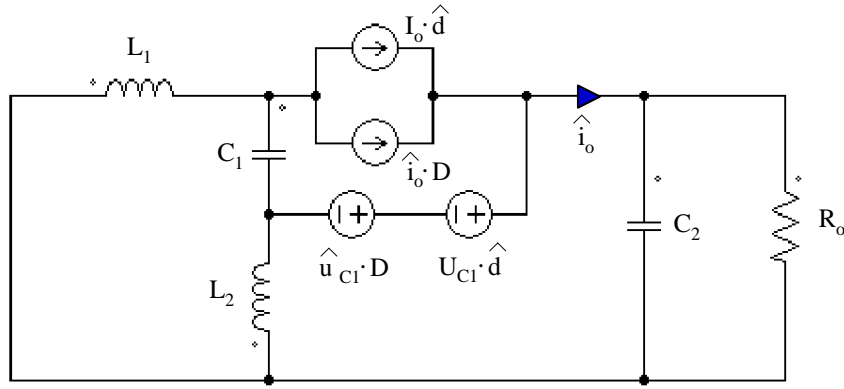


Figura 3.10: Modelo en pequeña señal del convertidor Súper Reductor

3.1.3.4 Función de transferencia en modo corriente

La función de transferencia en modo corriente relaciona la corriente de salida I_o (magnitud a controlar) con el ciclo de trabajo (magnitud de control). Su expresión analítica queda recogida en (3.7).

$$G_{id}(s) = \frac{U_{C1} [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] + I_o Z_{C1}(s) [Z_{L2}(s) - DZ_{L1}(s) - DZ_{L2}(s)]}{Z_{L2}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] + Z_o(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] - 2DZ_{L2}(s) Z_{C1}(s) + D^2 Z_{C1}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)]} \quad (3.7)$$

Siendo “ Z_o ” el paralelo del condensador de salida con la carga (3.4).

3.2 Estudio de la etapa de potencia o planta

En este apartado se estudia la posición en la plano complejo de los polos y ceros de las funciones de transferencia de la planta de los convertidores. Se obtienen las expresiones analíticas de los mismos cuando sea posible y se representan en el plano complejo para varios ejemplos. También se dibujan los diagramas de bode correspondientes y se explican las implicaciones de los mismos.

Los convertidores se controlan mediante reguladores tipo PI, así que la zona donde es preferible controlarlos será aquella donde la fase de la planta no caiga por debajo de -90° , ya que un regulador tipo PI introduce un polo en el origen que produce un desfase adicional de otros -90° . Aunque el mismo regulador también introduce un cero para levantar la fase, no se podría ajustar libremente el margen de fase y se podrían generar problemas de estabilidad. Los ejemplos de la planta de los convertidores sobre los que se va a trabajar en este apartado se recogen en las tablas 3.1, 3.2 y 3.3.

$L_1 (\mu H)$	$L_2 (\mu H)$	$C_1 (\mu F)$	$C_2 (\mu F)$	$R_o (\Omega)$	$U_{in} (V)$	D	$I_o (A)$
200	450	2	100	10	24	0,5	1.2

Tabla 3.1: Ejemplo 1

$L_1 (\mu H)$	$L_2 (\mu H)$	$C_1 (\mu F)$	$C_2 (\mu F)$	$R_o (\Omega)$	$U_{in} (V)$	D	$I_o (A)$
450	200	2	100	10	24	0,5	1.2

Tabla 3.2: Ejemplo 2

$L_1 (\mu H)$	$L_2 (\mu H)$	$C_1 (\mu F)$	$C_2 (\mu F)$	$R_o (\Omega)$	$U_{in} (V)$	D	$I_o (A)$
600	200	250	100	10	24	0,5	1.2

Tabla 3.3: Ejemplo 3

En el proyecto, y para simplificar, se ha considerado únicamente como elemento parásito una resistencia en serie (de valor $10m\Omega$) con cada bobina y condensador. Es importante resaltar que la presencia de los elementos parásitos en los componentes puede llegar a alterar el funcionamiento del sistema. El problema que se deriva de estos elementos parásitos es la presencia de sobretensiones y oscilaciones en los semiconductores, que exigen la inclusión de redes de protección *Snubber* en el circuito (no consideradas en este proyecto al no aportar nada desde el punto de vista de la comparativa). También causan un incremento de las pérdidas no despreciable que degenera en una caída del rendimiento del convertidor. Sin embargo, su presencia impide que la ganancia en la frecuencia de resonancia de los filtros LC sea infinita.

3.2.1 Convertidor Reductor sin filtro de entrada

El convertidor Reductor sin filtro de entrada presenta un cero y dos polos. El cero se ubica sobre el eje real, en el semiplano izquierdo. Su ubicación se consigue anulando el numerador de la expresión (3.3).

$$z_1 = -\frac{1}{CR_o} \quad (3.8)$$

En cuanto a los polos, son complejos conjugados y están ubicados en el semiplano izquierdo. Anulando en denominador de (3.3), se consigue su posición:

$$p_{1,2} = -\frac{L}{2LCR_o} \pm \sqrt{\frac{1}{4LC^2R_o^2}(L - 4CR_o^2)} \quad (3.9)$$

a) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 1 (tabla 3.1)

La figura 3.11 muestra la ubicación exacta en el plano complejo de los polos y del cero de la planta del convertidor para el ejemplo 1.

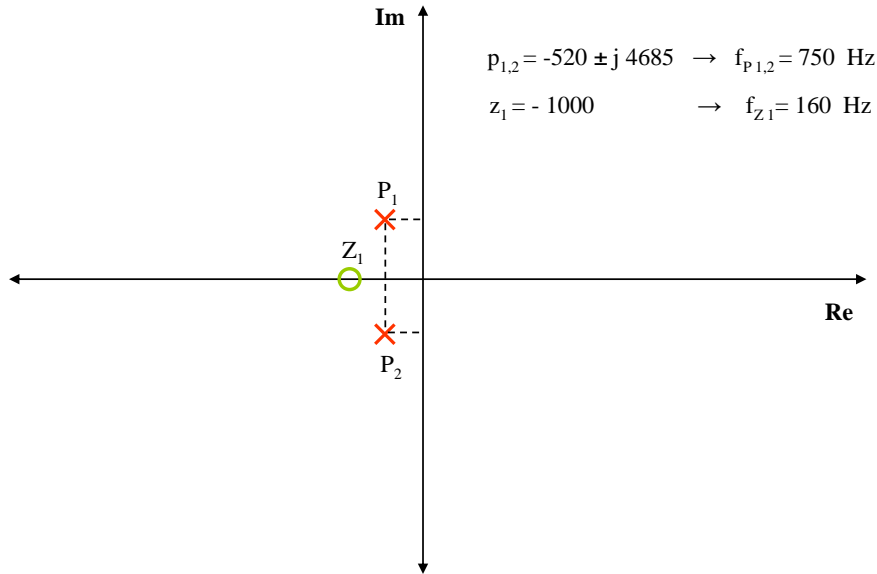


Figura 3.11: Ubicación de polos y ceros de la planta del Reductor *sin* filtro de entrada para el ejemplo 1

El diagrama de bode se muestra en la figura 3.12.

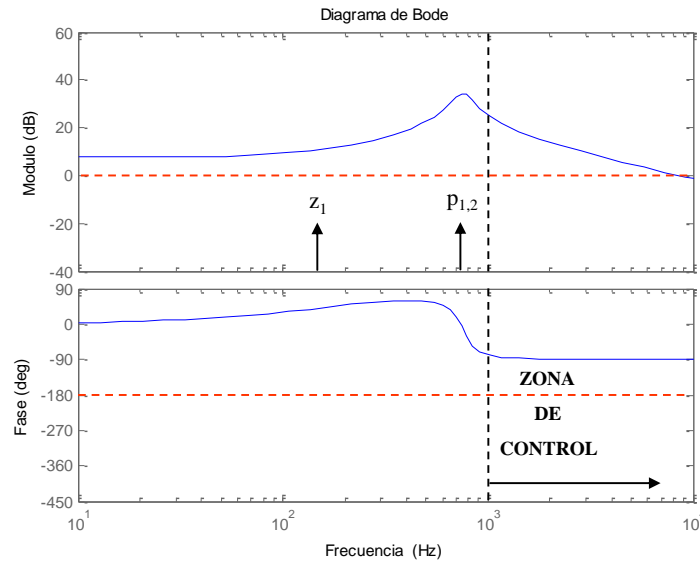


Figura 3.12: Diagrama de bode de la planta del Reductor *sin* filtro de entrada para el ejemplo 1

Se observa cómo el diagrama de bode del convertidor Reductor sin filtro de entrada consta únicamente de una resonancia, a la frecuencia que le impone el filtro de salida. En dicha frecuencia, el módulo presenta un pico y la fase cae hasta -90° . Si se quiere controlar este sistema se deberá elegir una frecuencia de corte del lazo superior a

la frecuencia de resonancia y menor a la máxima teórica para este tipo de convertidores, la de conmutación partido por π [12]. Es decir:

$$f_{\text{res}} < f_c < f_{\text{con}}/\pi \quad (3.10)$$

Donde:

f_{res} : frecuencia de resonancia

f_c : frecuencia de corte

f_{con} : frecuencia de conmutación

3.2.2 Convertidor Reductor

El convertidor Reductor presenta tres ceros y cuatro polos. Uno de los ceros se ubica sobre el eje real, en el semiplano izquierdo, y los otros dos, complejos conjugados, en el semiplano derecho. Su ubicación se consigue anulando el numerador de la expresión (3.6).

$$z_1 = -\frac{1}{C_2 R} \quad (3.11)$$

$$z_{2,3} = \frac{I_o D L_1 \pm j \sqrt{4 C_1 U_{C1}^2 L_1 - (I_o D L_1)^2}}{2 C_1 U_{C1} L_1} \quad (3.12)$$

En cuanto a los polos, los cuatro son complejos conjugados y se sitúan en el semiplano izquierdo, siendo por tanto estables. Su ubicación exacta, al ser un sistema de 4º orden, resulta una expresión analítica demasiado grande y compleja. Sin embargo, para obtener una expresión analítica de los dos polos que introduce el filtro de entrada $L_1 C_1$ se puede asumir que la impedancia asociada al condensador de salida es muy pequeña a alta frecuencia. Lo que implica que $Z_o(s)$ se puede considerar nula a alta frecuencia. Haciendo esta simplificación en la expresión (3.6) se obtiene la expresión analítica de dos de los cuatro polos que presenta la planta.

$$p_{3,4} = \pm j \sqrt{\frac{L_1 D^2 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \quad (3.13)$$

Tanto en el Reductor como en el Súper Reductor, para obtener la posición de los polos $p_{1,2}$ es necesario resolver una ecuación de 4º orden, lo que conduce a una expresión muy abultada. No obstante, si se quieren obtener, puede hacerse fácilmente con una herramienta informática adecuada, tal como MATHCAD o MATLAB.

a) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 1 (tabla 3.1)

La figura 3.13 muestra la ubicación exacta en el plano complejo de los polos y ceros de la planta del convertidor para el ejemplo 1.

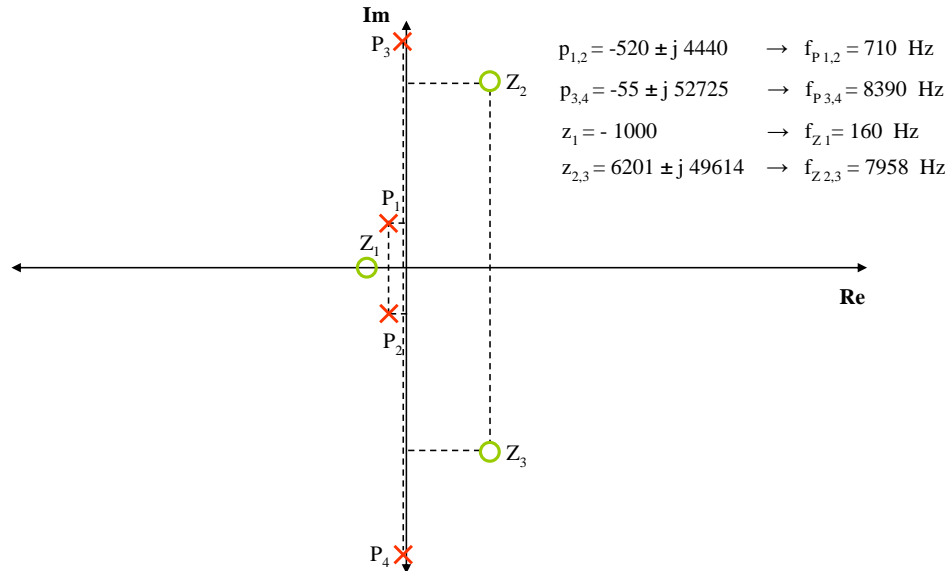


Figura 3.13: Ubicación de polos y ceros de la planta del Reductor para el ejemplo 1

Se aprecia cómo el filtro de entrada empeora la dinámica del convertidor.

Introduce en la planta:

- Dos polos complejos conjugados sobre eje imaginario, o pegados al mismo, si se consideran elementos parásitos en los elementos $\rightarrow p_{3,4}$
- Dos ceros complejos conjugados en el semiplano derecho $\rightarrow z_{2,3}$

Para ver el efecto que estos nuevos polos y ceros aportan a la planta del convertidor, se grafica el diagrama de bode en MATLAB para el mismo ejemplo.

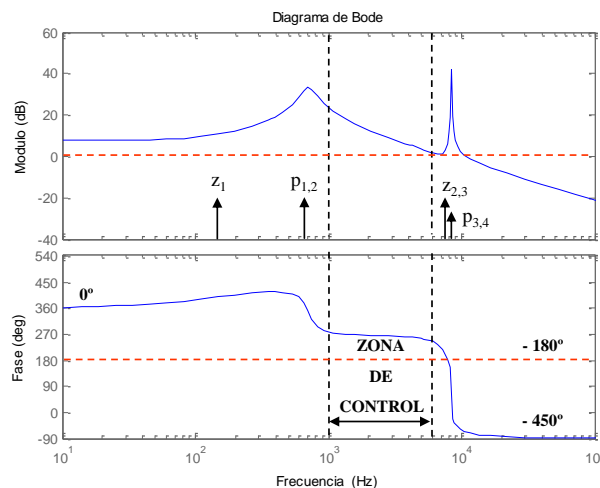


Figura 3.14: Diagrama de bode de la planta del Reductor para el ejemplo 1

Los polos $p_{1,2}$ son los responsables de la primera resonancia y los polos $p_{3,4}$ de la segunda. Los ceros $z_{2,3}$ con parte real positiva hacen caer la fase y convierten al Reductor en un sistema de fase no mínima. Por lo tanto, no se puede adoptar una frecuencia de corte del lazo superior a la frecuencia de estos ceros, debido a que cuando se activan, la fase cae hasta los -450° . Esto implica una limitación a la hora de elegir la frecuencia de corte del lazo de control del convertidor, y por extensión, una limitación en la ganancia en estática del lazo abierto y del ancho de banda del lazo cerrado. Si se quiere tener capacidad de elegir un margen de fase adecuado, la fase en la zona de control no debe caer más allá de los -90° . En particular, la zona donde es posible controlar a este convertidor está comprendida entre las frecuencias de sus dos resonancias. Es decir:

$$f_{1^{\circ}\text{res}} < f_c < f_{2^{\circ}\text{res}} \quad (3.14)$$

Donde:

$f_{1^{\circ}\text{res}}$: frecuencia de la primera resonancia

$f_{2^{\circ}\text{res}}$: frecuencia de la segunda resonancia

b) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 2 (tabla 3.2)

El mapa de polos y ceros y la respuesta en frecuencia apenas cambian para el ejemplo 2. La ubicación exacta de los polos y ceros es la siguiente:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -530 \pm j 5600 \quad (f_{p1,2}= 895\text{Hz}) & z_1 &= -1000 \quad (f_{z1}=160 \text{ Hz}) \\ p_{3,4} &= -50 \pm j 42885 \quad (f_{p3,4}=6825 \text{ Hz}) & z_{2,3} &= 6230 \pm j 32750 \quad (f_{z2,3}=5300 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

Y la respuesta en frecuencia es muy similar a la mostrada en la figura 3.14.

c) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 3 (tabla 3.3)

Sin embargo, para el ejemplo 3, se produce un cambio cualitativo en el diagrama de bode. La frecuencia de cruce del filtro de entrada (2º resonancia en el bode de la figura 3.14) pasa a ser menor que la del filtro de salida (1ª resonancia en el bode de la figura 3.14). La ubicación exacta de los polos y ceros es la siguiente:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -500 \pm j 7440 \quad (f_{p1,2}= 1190\text{Hz}) & z_1 &= -1000 \quad (f_{z1}=160 \text{ Hz}) \\ p_{3,4} &= -70 \pm j 2450 \quad (f_{p3,4}=390 \text{ Hz}) & z_{2,3} &= 35 \pm j 2580 \quad (f_{z2,3}=410\text{Hz}) \end{aligned}$$

Y la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.15.

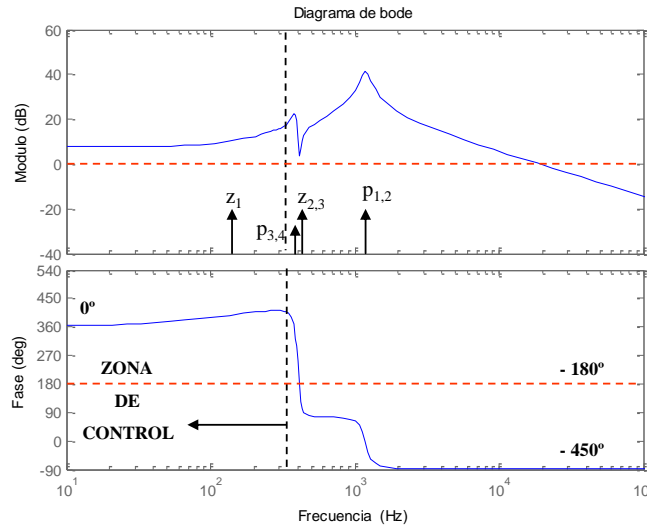


Figura 3.15: Diagrama de bode de la planta del Reductor para el ejemplo 3

En la figura 3.15 se observa que al activarse los polos y ceros debidos al filtro de entrada, $p_{3,4}$ y $z_{2,3}$, la fase cae hasta los -450° y ni con un regulador tipo PID se podría levantar. Así pues, el ancho de banda en este caso queda muy limitado.

3.2.3 Convertidor Súper Reductor

El convertidor Súper Reductor también presenta tres ceros y cuatro polos. Uno de los ceros se sitúa sobre el eje real (3.11), en el semiplano izquierdo, y los otros dos, complejos conjugados, pueden situarse en cualquiera de los dos semiplanos. Su ubicación se consigue anulando el numerador de la expresión (3.7).

$$z_1 = -\frac{1}{C_2 R}$$

$$z_{2,3} = \frac{I_o [L_1 D + L_2 (D-1)] \pm j \sqrt{4C_1 U_{cl}^2 (L_1 + L_2) - [DI_o (L_1 + L_2)]^2 + 2DI_o^2 (L_1 L_2 + L_2^2) - (I_o L_2)^2}}{2C_1 U_{cl} (L_1 + L_2)} \quad (3.15)$$

La parte real de los ceros complejos conjugados de la expresión (3.15) puede adoptar un valor positivo o negativo en función del valor de las inductancias y del ciclo de trabajo. Es decir, el Súper Reductor permite ubicar sus dos ceros complejos conjugados en el semiplano que se desee. Obviamente, resulta de mayor interés colocarlos en el semiplano izquierdo, convirtiendo al Súper Reductor en un sistema de fase mínima. La expresión (3.16) recoge la condición que se debe cumplir para que los ceros complejos conjugados del Súper Reductor se ubiquen en el semiplano izquierdo.

$$D < \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.16)$$

Siempre que se cumpla la expresión (3.16) los ceros complejos conjugados se posicionan en el semiplano izquierdo, quedando todos los polos y ceros de la planta en este semiplano, resultando de esta forma un sistema de fase mínima.

En cuanto a los polos, los cuatro son complejos conjugados y están ubicados en el semiplano izquierdo, siendo por tanto estables. Su ubicación exacta, al ser un sistema de 4° orden, también resulta una expresión analítica demasiado grande y compleja. Sin embargo, también se puede obtener la expresión analítica de dos de los cuatro polos complejos conjugados que presenta la planta. Se hace nula $Z_o(s)$ en la expresión (3.7) y se calculan los polos de la función de transferencia resultante.

$$p_{3,4} = \pm j \sqrt{\frac{L_1 D^2 + L_2 - L_2 (2D - D^2)}{L_1 L_2 C_1}} \quad (3.17)$$

Expresión similar a la del Reductor (3.13). Ambas coinciden salvo en un término, el cual aparece restando en la expresión del Súper Reductor. No obstante, la diferencia más importante radica en la posición de los ceros complejos conjugados, ahora en el semiplano izquierdo en lugar de en el derecho.

a) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 1 (tabla 3.1)

La figura 3.16 muestra la ubicación exacta en el plano complejo de los polos y ceros de la planta del convertidor para el ejemplo 1.

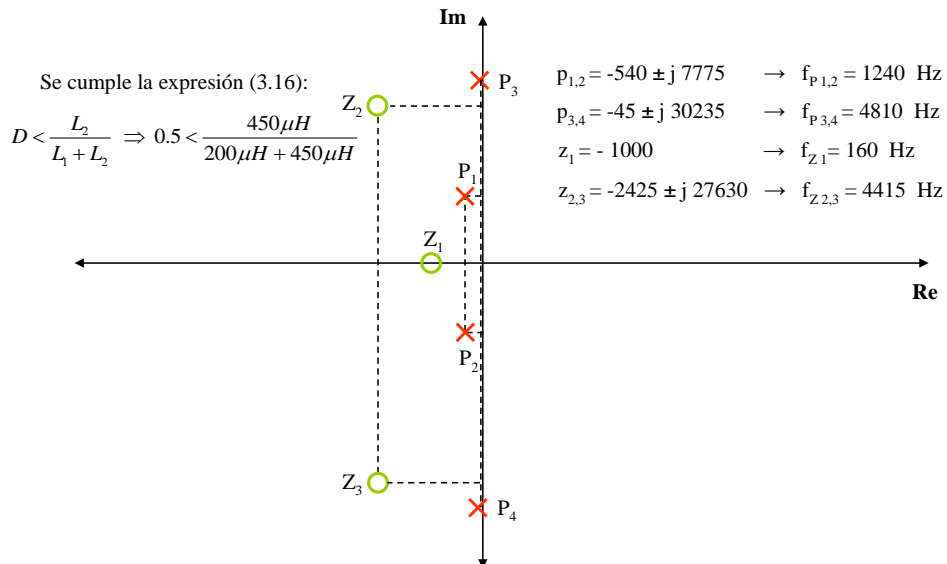


Figura 3.16: Ubicación de polos y ceros de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 1

Se observa cómo el mapa de polos ceros y ceros del Súper Reductor cambia respecto al del Reductor, en particular, en la ubicación de los ceros complejos conjugados. Para ver el efecto que esto produce en la planta del sistema, la figura 3.17 grafica el diagrama de bode en MATLAB para el mismo ejemplo.

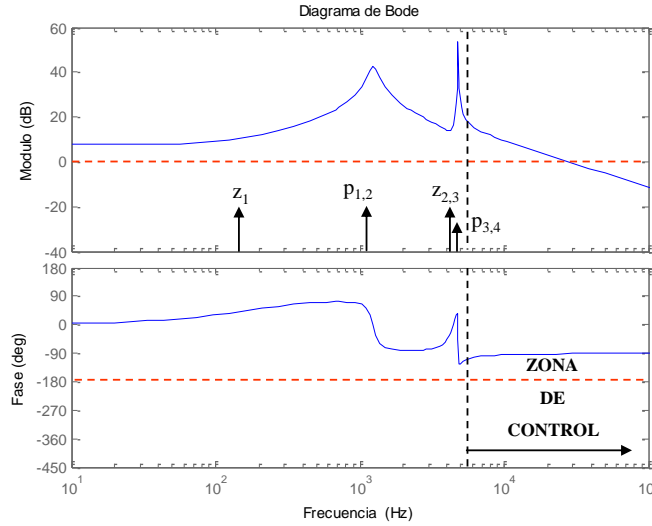


Figura 3.17: Diagrama de bode de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 1

Al igual que ocurre en el Reductor, los polos $p_{1,2}$ son los responsables de la primera resonancia y los polos $p_{3,4}$ de la segunda. Sin embargo, los ceros $z_{2,3}$ ahora presentan parte real negativa y no hacen caer la fase hasta los -450° , convirtiendo al Súper Reductor en un sistema de fase mínima. Ahora la fase sólo cae hasta -90° . Se observa cómo la zona donde es posible controlar al Súper Reductor no está limitada. Esto implica que se puede elegir una frecuencia de corte del lazo superior a la de la frecuencia de los ceros complejos conjugados. De hecho, interesa adoptar una frecuencia de corte del lazo superior a la de la segunda resonancia, y así ganar en ganancia en el lazo abierto y en ancho de banda en el lazo cerrado. Es decir:

$$f_{2^{res}} < f_c < f_{con}/\pi \quad (3.18)$$

Siendo f_{con}/π la frecuencia de cruce máxima teórica para este tipo de convertidores [12].

b) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 2 (tabla 3.2)

Las figuras 3.18 y 3.19 recogen el mapa de polos y ceros y el diagrama de bode para el ejemplo 2. En este caso, el Súper Reductor se comporta como un sistema de fase no mínima y se produce un cambio cualitativo en la respuesta en frecuencia respecto al ejemplo 1.

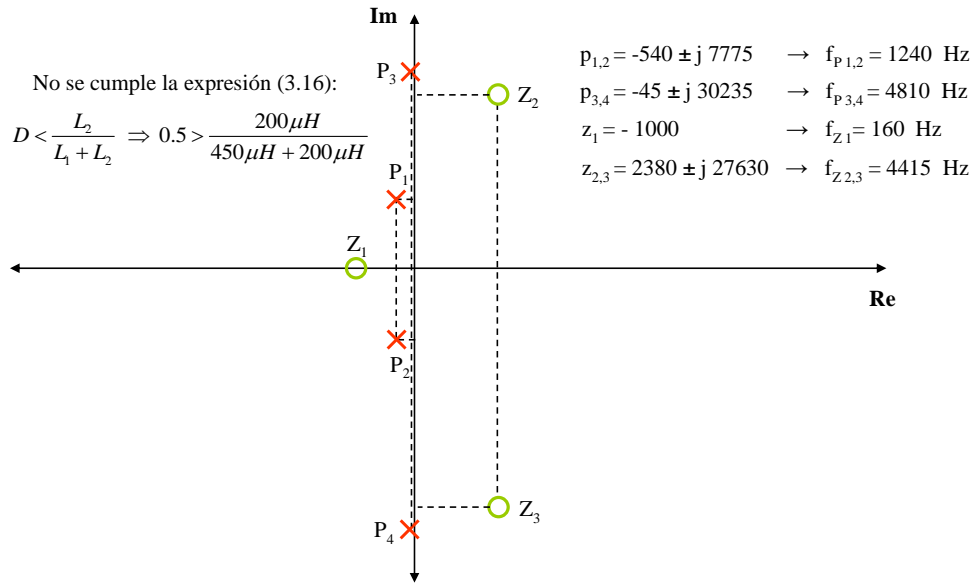


Figura 3.18: Ubicación de polos y ceros de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 2

Se observa cómo sólo ha cambiado la parte real de los ceros complejos conjugados. Han pasado de estar en el semiplano izquierdo al semiplano derecho. Los polos no han cambiado, y la parte imaginaria de los ceros tampoco.

En la figura 3.19 se aprecia el efecto que produce en el diagrama de bode el hecho de que los ceros complejos conjugados se posicionen en el semiplano derecho.

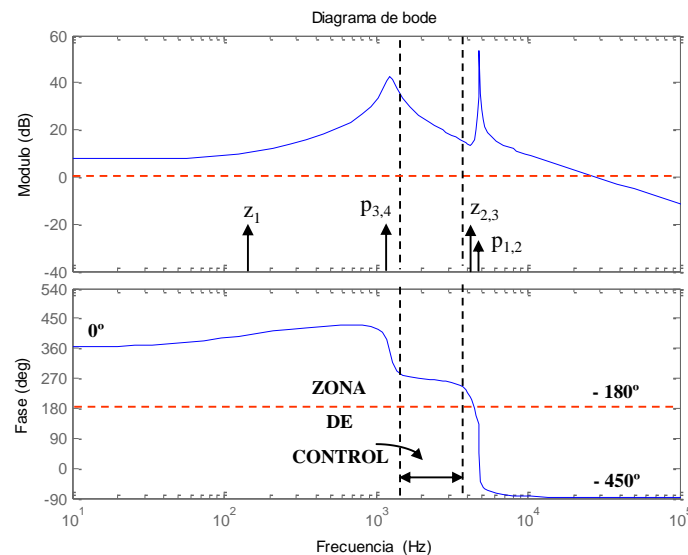


Figura 3.19: Diagrama de bode de la planta del Súper Reductor para el ejemplo 2

El bode de modulo es prácticamente el mismo, pero el bode de fase cambia radicalmente, presentando un comportamiento muy similar al bode de fase del Reductor. Es decir, presenta una caída brusca de la fase cuando se activan los ceros complejos conjugados.

c) Análisis de la posición de polos y ceros para el ejemplo 3 (tabla 3.3)

En cuanto al ejemplo 3, ocurre algo similar a lo explicado para el Reductor. Cuando se activan los polos y ceros del filtro de entrada la fase cae hasta los -450° y ni con un regulador tipo PID se podría levantar. Por lo tanto, el ancho de banda en este caso también queda muy limitado.

La ubicación exacta de los polos y ceros es la siguiente:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -540 \pm j 8250 \quad (f_{p1,2} = 1315\text{Hz}) & z_1 &= -1000 \quad (f_{z1}=160 \text{ Hz}) \\ p_{3,4} &= -30 \pm j 2206 \quad (f_{p3,4} = 350\text{Hz}) & z_{2,3} &= 6 \pm j 2236 \quad (f_{z2,3}=355 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

Y la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.20.

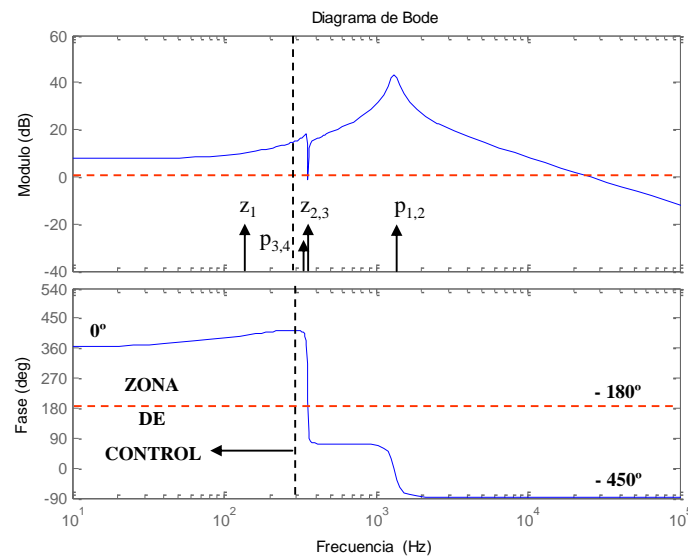


Figura 3.20: Diagrama de bode de la planta del convertidor Súper Reductor para el ejemplo 3

No obstante, el Súper Reductor, a diferencia del Reductor, tiene la opción de trasladar al semiplano izquierdo los dos ceros complejos conjugados y así evitar la caída de la fase en torno a la frecuencia de resonancia del filtro de entrada L_1C_1 . La forma de llevar hacia el semiplano izquierdo los ceros, una vez fijados los valores de las inductancias, es disminuir el ciclo de trabajo, para lo cual es necesario aumentar en la misma proporción la tensión de entrada al convertidor. De este modo, se mantiene la tensión en la carga constante. La figura 3.21 muestra la respuesta en frecuencia para el ejemplo 3 con la siguiente corrección: $U_{in}=60\text{V}$ y $D=0,2$. De esta forma, la tensión de salida se mantiene constante en 12V y se cumple la expresión (3.16), lo que implica que los ceros complejos conjugados se ubican en el semiplano izquierdo.

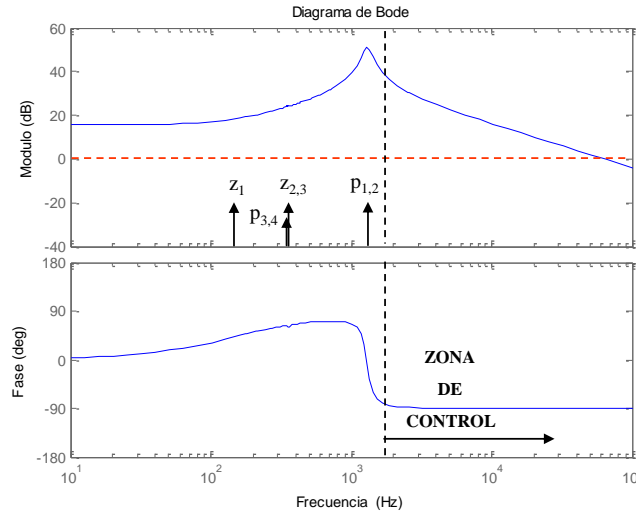


Figura 3.21: Diagrama de bode de la planta del convertidor Súper Reductor para el ejemplo 3 modificando el ciclo de trabajo

Llevando al semiplano izquierdo $z_{2,3}$ se consigue atenuar el efecto de la resonancia del filtro de entrada, ya que los efectos de los polos $p_{3,4}$ se contrarrestan con los de $z_{2,3}$. La nueva ubicación de los polos y ceros es la siguiente:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -550 \pm j 8150 \quad (f_{p1,2} = 1300\text{Hz}) & z_1 &= -1000 \quad (f_{z1}=160 \text{ Hz}) \\ p_{3,4} &= -20 \pm j 2235 \quad (f_{p3,4} = 355\text{Hz}) & z_{2,3} &= -20 \pm j 2236 \quad (f_{z2,3}=355 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

En el Súper Reductor, el hecho de que aparezca la frecuencia de cruce del filtro de salida antes que la de la entrada no tiene por qué implicar una limitación en la elección de la frecuencia de corte del lazo de control. Depende si los ceros $z_{2,3}$ se ubican en el semiplano derecho o en el izquierdo (expresión 3.16).

3.2.4 Comparativa respecto a la etapa de potencia

Las posiciones de los ceros complejos conjugados $Z_{2,3}$ y de los polos $P_{3,4}$ son:

$$\begin{aligned} \text{Reductor} & \left\{ \begin{aligned} z_{2,3} &= \frac{I_o D L_1 \pm j \sqrt{4 C_1 U_{C1}^2 L_1 - (I_o D L_1)^2}}{2 C_1 U_{C1} L_1} \\ p_{3,4} &= \pm j \sqrt{\frac{L_1 D^2 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \end{aligned} \right. \\ \text{Súper Reductor} & \left\{ \begin{aligned} z_{2,3} &= \frac{I_o [L_1 D + L_2 (D-1)] \pm j \sqrt{4 C_1 U_{C1}^2 (L_1 + L_2) - [D I_o (L_1 + L_2)]^2 + 2 D I_o^2 (L_1 L_2 + L_2^2) - (I_o L_2)^2}}{2 C_1 U_{C1} (L_1 + L_2)} \\ p_{3,4} &= \pm j \sqrt{\frac{L_1 D^2 + L_2 - L_2 (2D - D^2)}{L_1 L_2 C_1}} \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

Por un lado, la posición de los ceros complejos conjugados en el Reductor depende únicamente de los valores del filtro de entrada L_1C_1 , y en el Súper Reductor, además, también depende del valor de la inductancia L_2 . Además, las frecuencias de activación de los ceros complejos conjugados $z_{2,3}$ y de los polos $p_{3,4}$, son menores en el Súper Reductor. Esto se deduce, bien observando las formulas mostradas anteriormente, bien chequeando los tres ejemplos analizados en este apartado. Por lo tanto, las dos resonancias que presenta la planta de los convertidores quedan menos separadas en el Súper Reductor.

La figura 3.22 muestra conjuntamente los diagramas de bode de los convertidores Reductor y Súper Reductor obtenidos para el ejemplo 1 en los apartados anteriores.

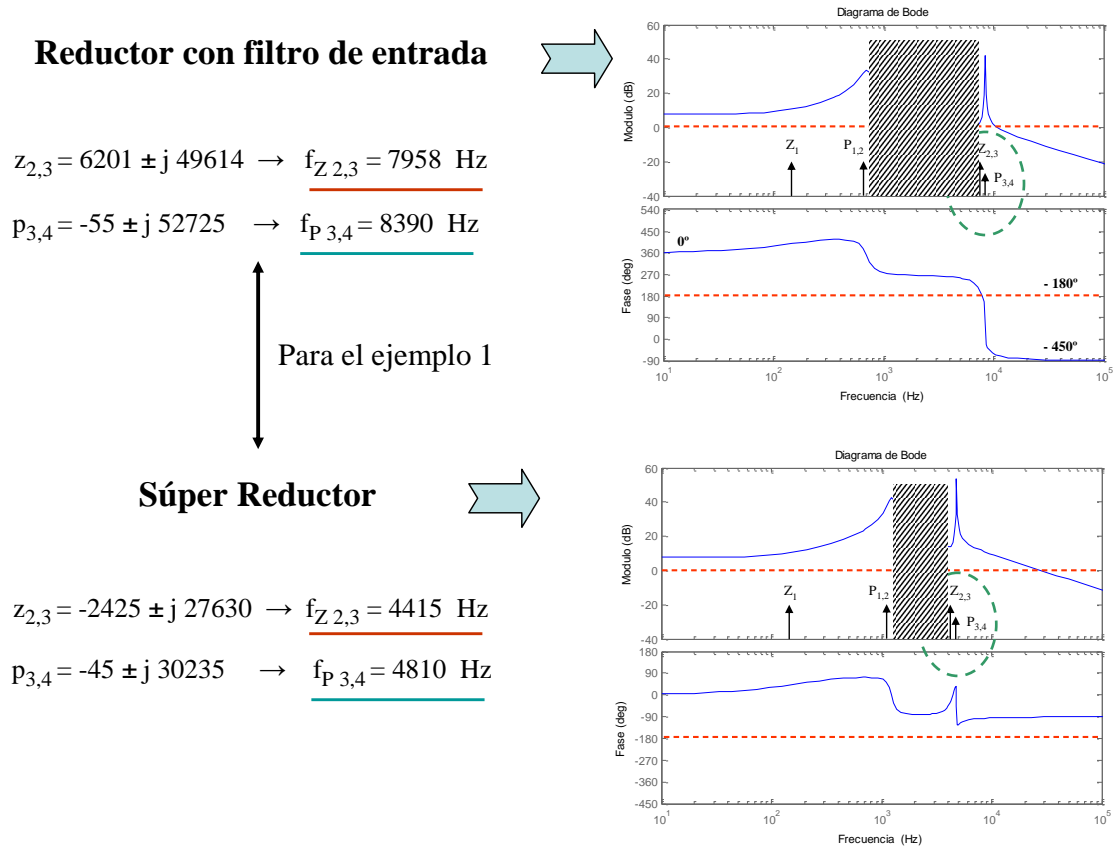


Figura 3.22: Diagramas de bode del ejemplo 1 para apreciar distancia entre resonancias

Se observa cómo las frecuencias de activación de los ceros $z_{2,3}$ y polos $p_{3,4}$ es menor en el Súper Reductor, y cuál es su repercusión en el diagrama de bode. La zona sombreada que marca la distancia que existe entre resonancias es claramente menor en el Súper Reductor.

Por otro lado, el Súper Reductor puede llegar a comportarse, teóricamente, como un Reductor de 2º orden convencional. Su capacidad para trasladar los ceros complejos conjugados sobre el eje real es responsable de tal circunstancia (figuras 3.16 y 3.18). La expresiones (3.19) y (3.20) representan la condición que debe cumplirse para que las partes reales e imaginarias de $p_{3,4}$ y $z_{2,3}$ coincidan (en condiciones ideales).

$$\text{Re}[P_{3,4}] = \text{Re}[Z_{2,3}] \Rightarrow 0 = \frac{I_o [L_1 D + L_2 (D-1)]}{2C_1 U_{C1} (L_1 + L_2)} \Rightarrow D = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.19)$$

$$\text{Im}[P_{3,4}] = \text{Im}[Z_{2,3}] \Rightarrow D = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.20)$$

Resultados obtenidos a través de MATHCAD. La expresión (3.19) se deduce fácilmente, sin embargo, la deducción de la (3,20) es más complicada. Por lo tanto, a continuación se ilustra cómo se ha obtenido dicha expresión:

$$\frac{\sqrt{-C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 (L_2 - 2D \cdot L_2 + D^2 \cdot L_1 + D^2 \cdot L_2)}}{C_1 \cdot L_1 \cdot L_2} = \frac{\sqrt{[D \cdot I_o \cdot (L_1 + L_2)]^2 + (I_o \cdot L_2)^2 - 2 \cdot D \cdot (I_o)^2 \cdot L_2 \cdot (L_1 + L_2) - 4 \cdot C_1 \cdot (U_{C1})^2 \cdot (L_1 + L_2)}}{2 \cdot C_1 \cdot U_{C1} \cdot (L_1 + L_2)} \xrightarrow{\text{resolver } D} \frac{L_2}{L_1 + L_2}$$

La expresión (3.19) es la misma que la (3.20), y representan el ciclo de trabajo máximo para el cual existe comportamiento de fase mínima en el Súper Reductor. Lo que significa que cuando se cumple esta expresión las partes reales e imaginarias de $p_{3,4}$ y $z_{2,3}$ coinciden, y se produce una cancelación perfecta polo-cero, haciendo que el Súper Reductor se comporte dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada. En particular, se produce la equivalencia representada en la figura 3.23.

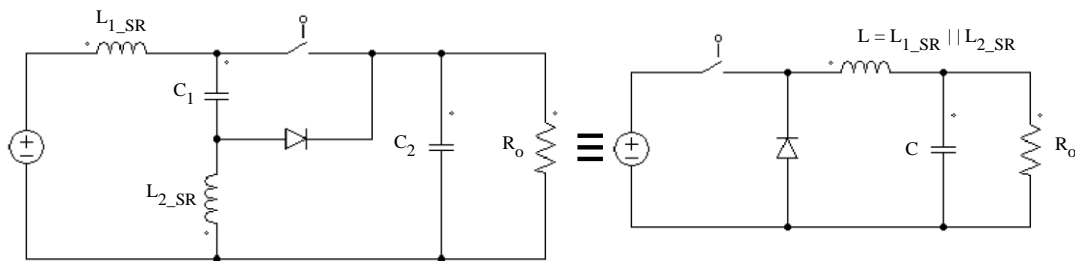


Figura 3.23: Equivalencia del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada [8]

A continuación se demuestra analíticamente dicha equivalencia. En efecto, si sustituimos la expresión (3.20) en la expresión de la función de transferencia de la planta del convertidor Súper Reductor (3.7), se obtiene la expresión (3.21).

$$G_{id}(s) = \frac{U_{C1} (C_2 R s + 1) (L_1 + L_2)}{(L_1 L_2 C_2 R) s^2 + (L_1 L_2) s + L_2 R} \quad (3.21)$$

La expresión (3.21) representa la función de transferencia del Súper Reductor cuando se produce la cancelación del par polo-cero $p_{3,4}-z_{2,3}$, y por tanto, cuando éste se comporta dinámicamente como un Reductor de 2º orden. Igualando esta función de transferencia con la del Reductor sin filtro de entrada (3.3), se obtiene la equivalencia mostrada en la figura 3.23.

$$\frac{U_{in}(C_2Rs+1)(L_1+L_2)}{(LC_2R)s^2+Ls+R} = \frac{U_{in}(C_2Rs+1)(L_1+L_2)}{(L_1L_2C_2R)s^2+(L_1L_2)s+L_2R} \Rightarrow L = \frac{L_1L_2}{L_1+L_2} \quad (3.22)$$

La figura 3.24 recoge el diagrama de bode para un ejemplo concreto del Súper Reductor y Reductor sin filtro de entrada con el fin de justificar la equivalencia expresada en la formula (3.22). La tabla 3.4 recoge un ejemplo para el Súper Reductor que cumple la premisa dada en la expresión (3.20).

$L_1(\mu H)$	$L_2(\mu H)$	$C_1(\mu F)$	$C_2(\mu F)$	$R_o(\Omega)$	$U_{C1}(V)$	D	$I_o(A)$
200	600	2	100	10	24	0,75	1.2

Tabla 3.4: Ejemplo del convertidor Súper Reductor utilizado para ver comportamiento como sistema de 2º orden

Y la tabla 3.5 recoge el ejemplo del Reductor sin filtro de entrada que cumple la premisa dada en la expresión (3.22). Es decir, el valor de la inductancia es el paralelo de las inductancias del Súper Reductor.

L (μH)	C (μF)	$R_o(\Omega)$	$U_{in}(V)$	D	$I_o(A)$
150	100	10	24	0,5	1.2

Tabla 3.5: Ejemplo del convertidor Reductor sin filtro de entrada utilizado para comprobar la equivalencia expuesta en la figura (3.23) o en la expresión (3.22)

La respuesta en frecuencia de ambos convertidores se muestra en la figura 3.24.

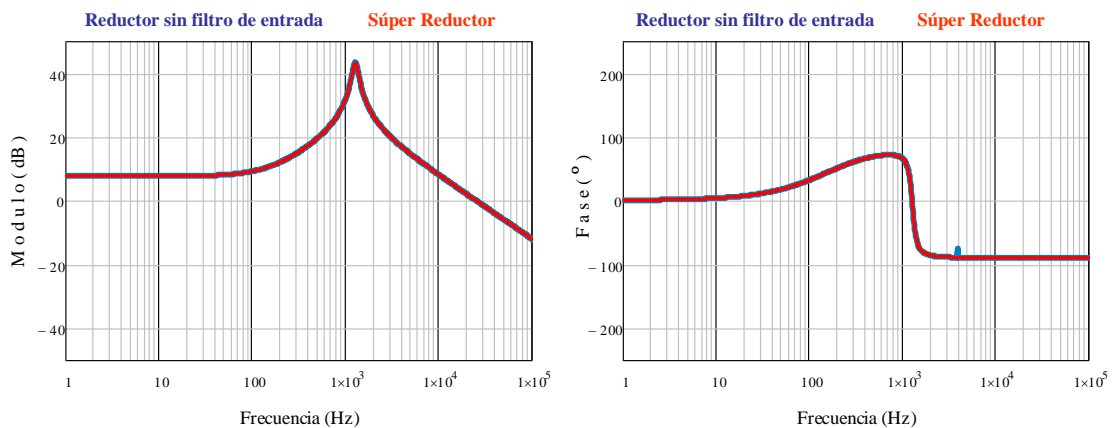


Figura 3.24: Respuesta en frecuencia de la planta del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada

La respuesta en frecuencia coincide perfectamente. La equivalencia mostrada en figura 3.23 es correcta. La figura 3.25 recoge el mapa de los polos y ceros.

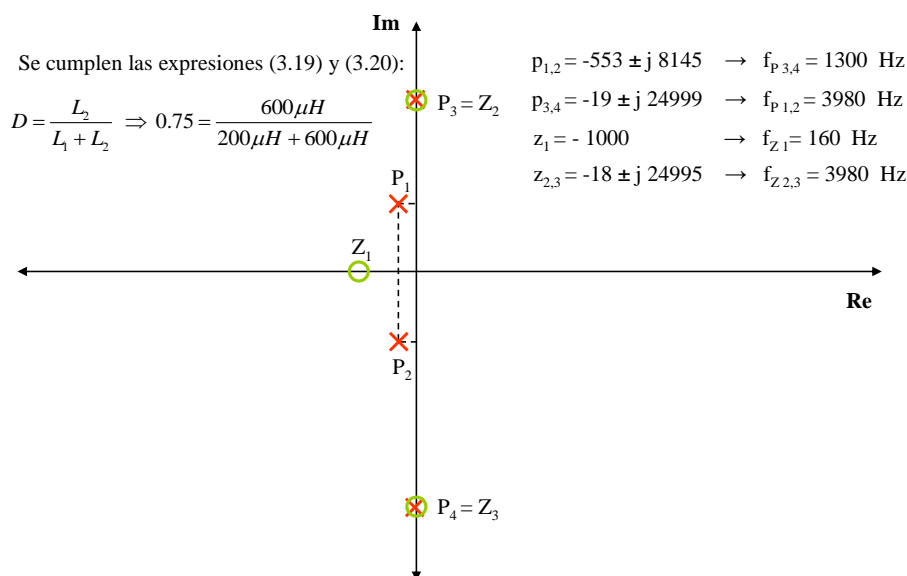


Figura 3.25: Mapa de polos y ceros del Súper Reductor cuando se comporta dinámicamente como un Reductor sin filtro de entrada

Se observa cómo se produce una cancelación polo-cero perfecta. Sin embargo, en la realidad es muy complicado conseguir una cancelación perfecta, fundamentalmente por dos motivos. El primero, hace alusión al segundo término de la expresión (3.20), debido a que las inductancias siempre presentan una cierta tolerancia respecto sus valores de diseño. El segundo, hace alusión al primer término, debido a que el ciclo de trabajo no se mantiene constante a lo largo del funcionamiento del convertidor, a medida que cambia la tensión de entrada éste también modifica su valor.

3.3 Ejemplo de comparativa estática y dinámica

En el diseño de cualquier convertidor CC/CC se debe tener en cuenta tanto el comportamiento en régimen estático como en régimen dinámico. Es decir, un convertidor CC/CC se diseña para cumplir unas especificaciones de trabajo en régimen permanente, y a partir del diseño estático, se diseña el circuito de control para proporcionar una respuesta dinámica adecuada. Por ello, tanto para el análisis del efecto del *damping* sobre la planta del sistema (apartado 3.4), como para el análisis de la respuesta de los lazos de control (apartado 3.5), se va a trabajar sobre un ejemplo obtenido a partir del cumplimiento de unas especificaciones de trabajo en régimen permanente.

La tabla 3.6 recoge las especificaciones de régimen permanente que deben cumplir los convertidores y los valores asignados a los condensadores del ejemplo considerado.

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$P_o(W)$	$f_{con}(kHz)$	ζ_{in}	ζ_o	$C_1(\mu F)$	$C_2(\mu F)$
24	9	27	100	0,03	0,03	2	100

Tabla 3.6: Especificaciones de régimen permanente para la obtención del ejemplo 4

La tabla 3.7 recoge el valor de las inductancias en los dos convertidores para cumplir todas las especificaciones expuestas en la tabla 3.6. Su obtención es inmediata a través del formulario recogido en el anexo 3 (tabla A3.2).

$L_{1_R}(\mu H)$	$L_{2_R}(\mu H)$	$L_{1_SR}(\mu H)$	$L_{2_SR}(\mu H)$
130,21	625	1666,67	1000

Tabla 3.7: Valor de las inductancias que cumplen las especificaciones recogidas en la tabla 3.6

Haciendo uso de la expresión (2.23), se puede comprobar fácilmente que el tamaño de las bobinas en el Súper Reductor es en torno al 97% de las del Reductor. Es decir, en términos estáticos, ambos convertidores presentan un comportamiento similar.

La figura 3.26 representa el diagrama de bode de la planta de los convertidores para el ejemplo recogido en las tablas 3.6 y 3.7.

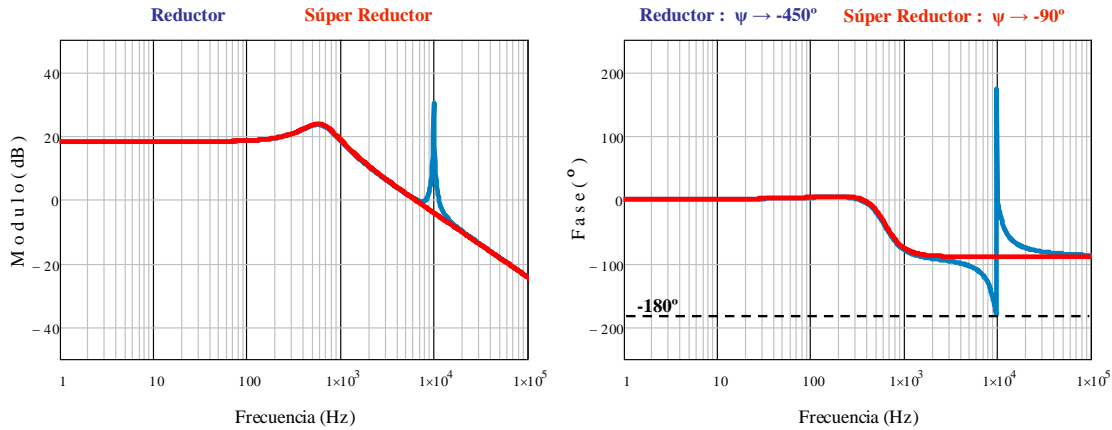


Figura 3.26: Diagrama de bode de la planta del Reductor y Súper Reductor (tablas 3.6 y 3.7)

El Súper Reductor presenta un comportamiento análogo al de un convertidor Reductor de 2º orden, aun cuando el valor de sus inductancias es mucho mayor que los valores que presenta el Reductor. Esto se debe a que se cumple perfectamente la expresión (3.20), la cual representa la condición para que el Súper Reductor se comporte dinámicamente como un Reductor convencional sin filtro de entrada (figura 3.23). No obstante, en la práctica es muy difícil hacer cumplir perfectamente la

expresión (3.20), debido a la dispersión que existe en el valor de diseño de toda inductancia. Con el objetivo de contemplar en nuestro análisis estas desviaciones en los valores de las inductancias debidas a las dispersiones o tolerancias, en adelante se trabaja con los valores recogidos en la tabla 3.8 que incluyen una pequeña desviación en las inductancias respecto de los valores reales de diseño mostrados en la tabla 3.7.

$L_{1_R}(\mu\text{H})$	$L_{2_R}(\mu\text{H})$	$L_{1_SR}(\mu\text{H})$	$L_{2_SR}(\mu\text{H})$
130,21 x 0,95	625 x 1,05	1666,67 x 0,95	1000 x 1,05

Tabla 3.8: Ejemplo 4

La figura 3.27 representa el diagrama de bode de la planta de los dos convertidores considerando las dispersiones en los valores de diseño de las inductancias.

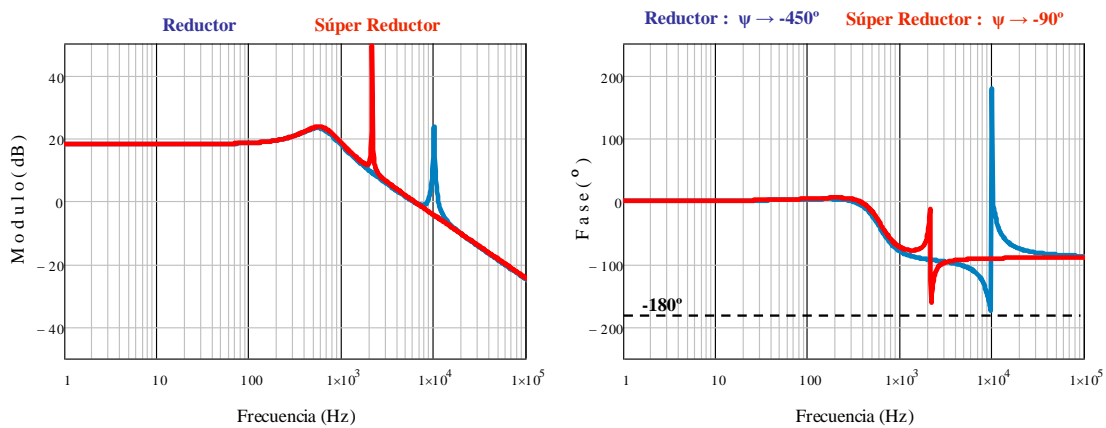


Figura 3.27: Diagrama de bode de la planta del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4

Se aprecia cómo la respuesta del Súper Reductor empeora sensiblemente. En los dos convertidores es conveniente atenuar el efecto de segunda resonancia (la causada por el filtro de entrada L_1C_1). La tabla 3.6 junto con la tabla 3.8 representa el ejemplo número 4, sobre el que se va a trabajar en los epígrafes 3.4 y 3.5, destinados respectivamente, al estudio del *damping* y de los lazos de control. La respuesta en frecuencia de la planta de los convertidores para el ejemplo 4 queda recogida en la figura 3.27.

3.4 Estudio del efecto *damping* sobre la planta del sistema

En aplicaciones de potencia es común implementar tanto a la entrada como a la salida filtros paso-bajo. Cada filtro introduce en la planta su propia resonancia. El *damping* (o rama de amortiguamiento) permite amortiguar estas resonancias y así evitar

problemas de estabilidad, especialmente con los filtros de entrada de los convertidores. Por ejemplo, la figura 3.28 representa el esquema eléctrico, función de transferencia y respuesta en frecuencia de un filtro LC en vacío (sin carga).

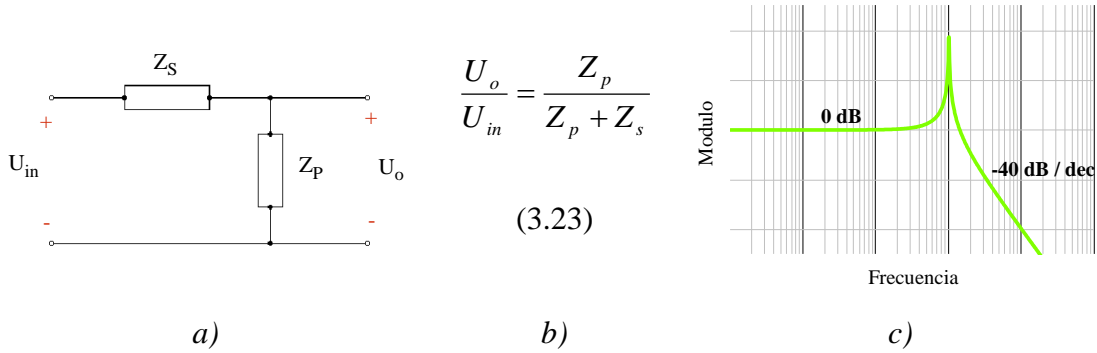


Figura 3.28: a) Esquema eléctrico del filtro LC. b) Función de transferencia del filtro LC. c) Respuesta en frecuencia del filtro LC

Estos filtros paso-bajo son filtros LC de segundo orden, que se caracterizan por no tener ganancia hasta la frecuencia de resonancia, tener un pico de ganancia justo en dicha frecuencia y a partir de la misma presentar una atenuación de -40dB/dec. Dicho pico de ganancia provoca que se amplifique todo el ruido y contenido armónico cercano a la frecuencia de resonancia del filtro, por lo que es necesario contemplar la influencia de éste sobre el resto del sistema con el fin de evitar inestabilidades y funcionamientos anómalos.

Los motivos para controlar el factor de amortiguamiento ξ de un filtro LC son:

- Si el factor de amortiguamiento es muy pequeño, puede aumentar en exceso la ganancia del filtro a la frecuencia de resonancia y se generan problemas de estabilidad.
- Un escalón de carga o en la tensión de entrada genera en la salida sobreoscilaciones dependientes de ξ . Cuanto más pequeño sea el factor de amortiguamiento, mayores serán las sobreoscilaciones.
- Un *Damping* adecuado permite aumentar el ancho de banda y la estabilidad del sistema, en detrimento de la eficiencia, peso y tamaño del convertidor.

Con el fin de conseguir lo mencionado, se incluye en los convertidores una rama de amortiguamiento formada por un condensador C_d en serie con una resistencia R_d . El condensador limita la corriente que circula por la rama de amortiguamiento, para evitar una disipación excesiva de energía en la resistencia R_d .

$$C_d = nC_1 \quad (3.24)$$

La misión de la resistencia es amortiguar la ganancia del filtro en la frecuencia de resonancia, lo que implica que a dicha frecuencia la impedancia asociada a C_d debe ser bastante menor que la asociada a R_d . Su valor se calcula [13] mediante la expresión:

$$R_d = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \frac{n+1}{2n} \sqrt{\frac{2n^2(4+n)}{(2+n)(4+3n)}} \quad (3.25)$$

Dando distintos valores al parámetro “n” se consiguen diferentes ramas de amortiguamiento. El *damping* será mayor (mayor valor de R_d y C_d) cuanto más grande es este parámetro. Un valor usual de n es 4 [13], pero se puede optar por valores más pequeños o más grandes, según necesidades. La inclusión de una rama de amortiguamiento siempre implica: Pérdidas, mayor tamaño y mayor peso del convertidor. Conviene resaltar que:

- $\uparrow n \Rightarrow \downarrow$ Pérdidas, \uparrow Tamaño y \uparrow Peso del convertidor

La rama de amortiguamiento se coloca en paralelo con el condensador del filtro de entrada C_1 , por tanto, ésta incide sobre la posición en el plano complejo de los dos ceros complejos conjugados $z_{2,3}$ y de los polos $p_{3,4}$. El efecto que desea conseguir con el *damping* es acercar al eje real estos polos y ceros, aumentando el factor de amortiguamiento del filtro de entrada. La figura 3.29 muestra la ubicación de una rama de amortiguamiento genérica sobre la planta de los convertidores.

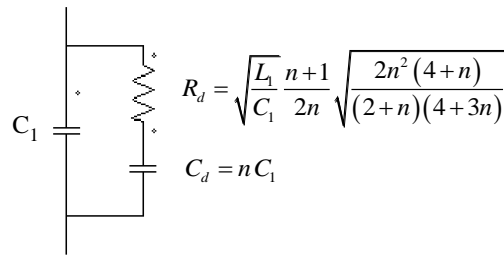


Figura 3.29: Posición de una rama de amortiguamiento genérica para el estudio del *damping*

A continuación se muestran graficas que recogen el cambio en la posición sobre el plano complejo de los ceros complejos conjugados $z_{2,3}$ y los polos $p_{3,4}$, y su repercusión en la respuesta en frecuencia al incorporar distintas ramas de amortiguamiento. En particular, cuando el parámetro n adopte el valor de 1,5 (*damping* relativamente pequeño) y 4 (*damping* normal).

Se recuerda que la figura 3.27 recoge la respuesta en frecuencia del Reductor y del Súper Reductor para el ejemplo considerado (el número 4, recogido en las tablas 3.6 y 3.8) sin incorporar *damping* a la planta de los convertidores.

a) Análisis del *damping* para el ejemplo 4 con un valor del parámetro n de 1,5

Las figuras 3.30 y 3.31 muestran, respectivamente, el cambio en la posición de los ceros $z_{2,3}$ y polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n = 1,5$.

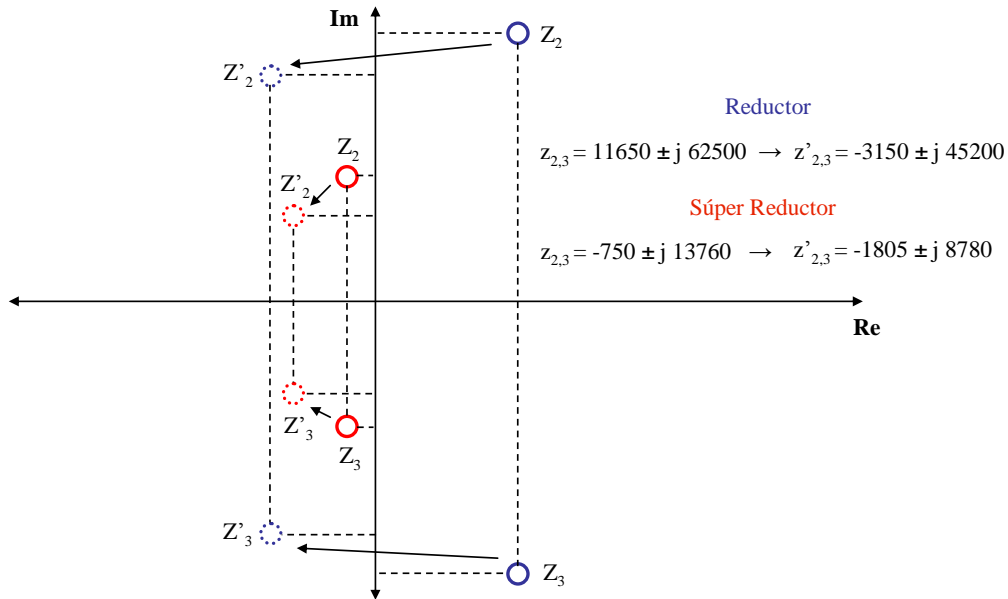


Figura 3.30: Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=1,5$

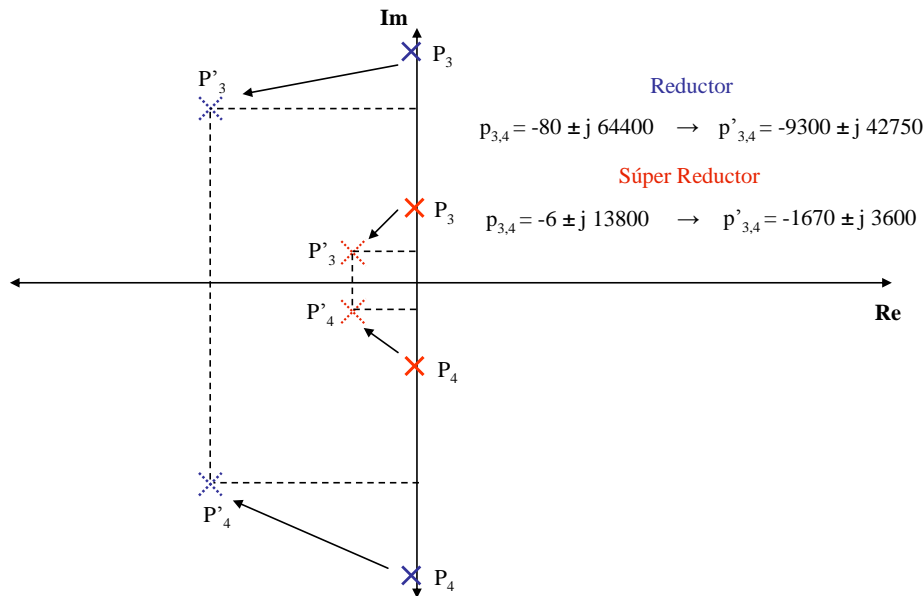


Figura 3.31: Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=1,5$

Se observa cómo la rama de amortiguamiento consigue acercar al eje real los polos y ceros que introduce el filtro LC de entrada, aumentando de esta forma su factor de amortiguamiento.

En la figura 3.27 se recoge la respuesta en frecuencia de los convertidores sin rama de amortiguamiento, y la figura 3.32 recoge el mismo diagrama de bode pero incorporando una rama de amortiguamiento con un valor del parámetro n de 1,5.

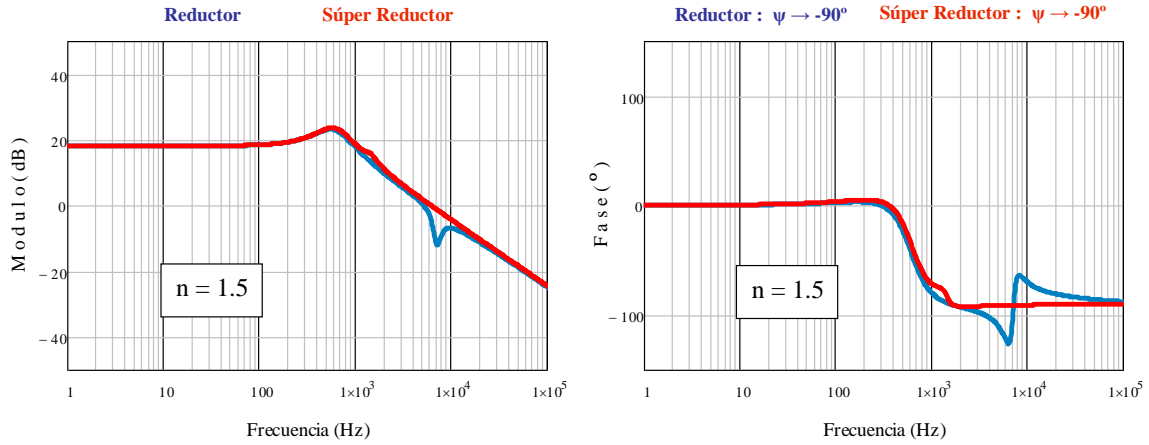


Figura 3.32: Respuesta en frecuencia con y sin Damping para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n=1,5$

Se observa cómo el Súper Reductor es capaz de eliminar casi por completo el efecto de la segunda resonancia (la causada por el filtro de entrada), mientras que el Reductor no la consigue atenuar de una manera significativa.

b) Análisis del *damping* para el ejemplo 4 con un valor del parámetro n de 4

Las figuras 3.33 y 3.34 muestran, respectivamente, el cambio en la posición de los ceros $z_{2,3}$ y polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n = 4$.

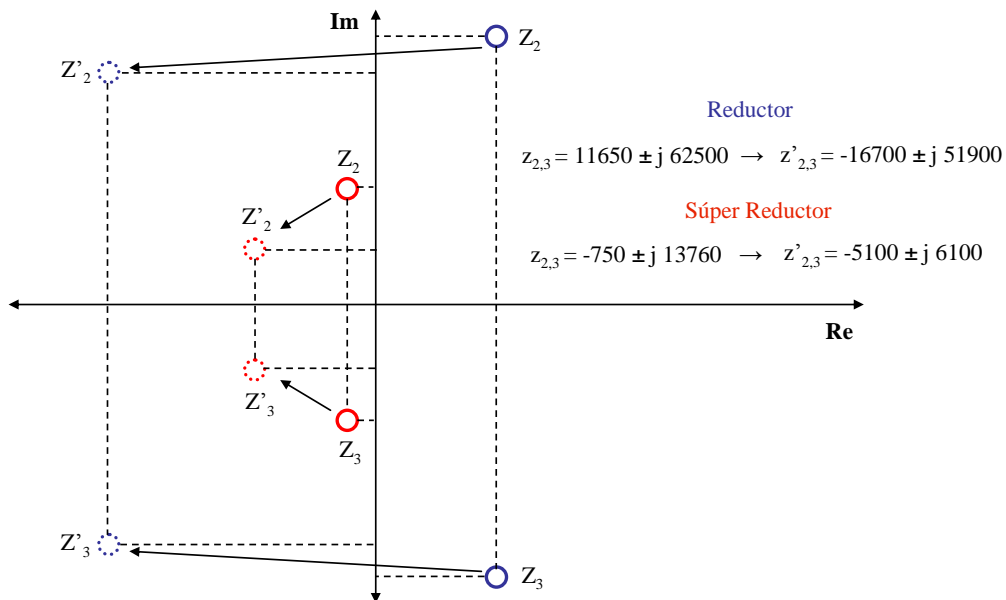


Figura 3.34: Cambio en la ubicación de los ceros $z_{2,3}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$

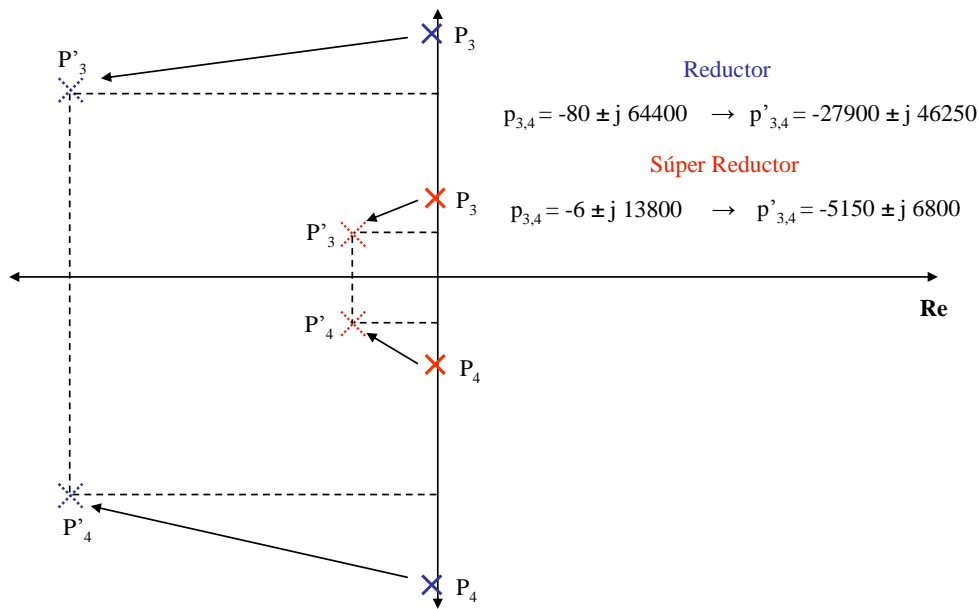


Figura 3.34: Cambio en la ubicación de los polos $p_{3,4}$ para el ejemplo 4 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$

En la figura 3.27 se recoge la respuesta en frecuencia de los convertidores sin rama de amortiguamiento, y la figura 3.35 recoge el mismo diagrama de bode pero incorporando una rama de amortiguamiento con un valor del parámetro n de 4.

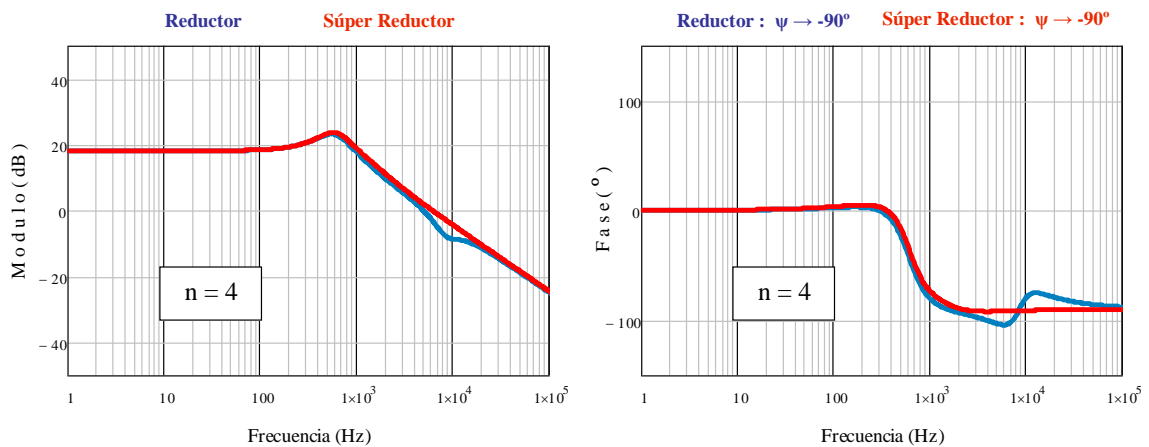


Figura 3.35: Respuesta en frecuencia con y sin Damping para el ejemplo 4 al incorporar una rama de amortiguamiento con $n=4$

3.4.1 Conclusión respecto al Damping

Teóricamente, el Súper Reductor no necesita incorporar una rama de amortiguamiento para presentar un comportamiento dinámico similar al de un Reductor de 2º orden. Mediante unos valores adecuados de sus inductancias es capaz de anular el efecto de la resonancia causada por el filtro de entrada L_1C_1 . No obstante, en la práctica es muy difícil conseguir un comportamiento dinámico exactamente igual al de un

Reductor de 2º orden (expresión 3.20), debido a la dispersión que presentan las inductancias respecto de su valor de diseño. Esto produce el efecto no deseado de la resonancia debida a este filtro (aumento de amplitud y decaimiento de la fase), y se hace necesaria la inclusión de una rama de amortiguamiento como la mostrada en la figura 3.29 para anular estos dos efectos.

El Reductor, sin embargo, siempre necesitará de una rama de amortiguamiento para conseguir un comportamiento dinámico similar al de un Reductor de 2º orden, o lo que es lo mismo, para anular o atenuar suficientemente el efecto indeseable del filtro de entrada en la dinámica.

De las graficas expuestas en este apartado se deduce que el Súper Reductor necesita menores requerimientos de *damping* que el Reductor para eliminar/atenuar el efecto indeseable causado por la resonancia asociada al filtro de entrada. También se observa cómo el Reductor no siempre consigue eliminar completamente los efectos de esta resonancia (figura 3.35).

El anexo 6 contiene un análisis del *damping* para otros ejemplos, en particular para los recogidos en las tablas 3.1 y 3.2 de este capítulo.

3.5 Estudio del lazo de realimentación

La tensión de salida de un convertidor CC/CC depende de la tensión de entrada, de la corriente de carga, de los elementos del circuito y del ciclo de trabajo. El propósito que se persigue es obtener una tensión de salida constante y estable, y se consigue en mayor o menor medida en función de la estrategia de control que se implemente.

Los objetivos de un lazo de control son los siguientes:

1. Garantizar la estabilidad del sistema para todos los puntos de trabajo. Se trata de alcanzar una señal de salida regulada, al margen de todas las perturbaciones y variaciones que pueden presentarse en la tensión de entrada y en la carga.
2. Modular el ciclo de trabajo para compensar las variaciones de la entrada y de la carga, así como posibles variaciones en los componentes del circuito.
3. Conseguir que el sistema presente una respuesta dinámica suficientemente rápida que cumpla con las especificaciones establecidas.

El diseño del lazo de realimentación comienza seleccionando el tipo de control que se va a implantar. Conocida la topología del circuito de control, el siguiente paso

consiste en caracterizar al convertidor y obtener las funciones de transferencia en pequeña señal de cada uno de los bloques que forman parte del sistema. El último paso es el cálculo del regulador que asegure los requisitos de diseño establecidos. En este proyecto se va a emplear una técnica de control de dos lazos, uno interno en modo corriente promediada y otro externo en modo tensión. El lazo interno de corriente se encarga de generar la señal de ataque al interruptor de la etapa de potencia (ciclo de trabajo). El lazo externo de tensión se encarga de estabilizar la tensión de salida y de proporcionar la referencia al lazo interno de corriente.

La figura 3.36 muestra la estructura genérica de un convertidor CC/CC controlado.

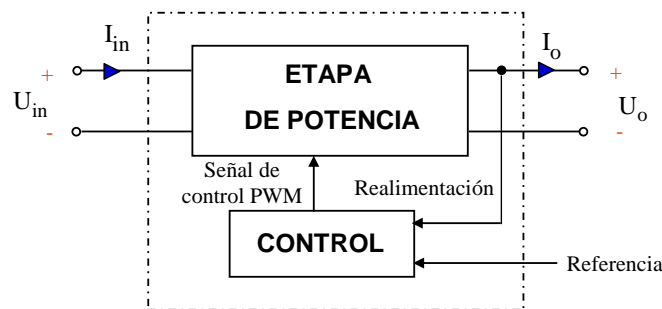


Figura 3.36: Estructura genérica de un convertidor CC/CC controlado

3.5.1 Lazo interno de corriente

Dentro del control en modo corriente se destacan dos tipos: control en modo corriente de pico (se controla el valor pico de la corriente de salida, la que precede al condensador de salida) y control en modo corriente promediada (se controla el valor medio de la corriente de salida). En este proyecto se utiliza únicamente el control en modo corriente promediada. Los elementos del lazo interno de corriente quedan reflejados en la figura 3.37.

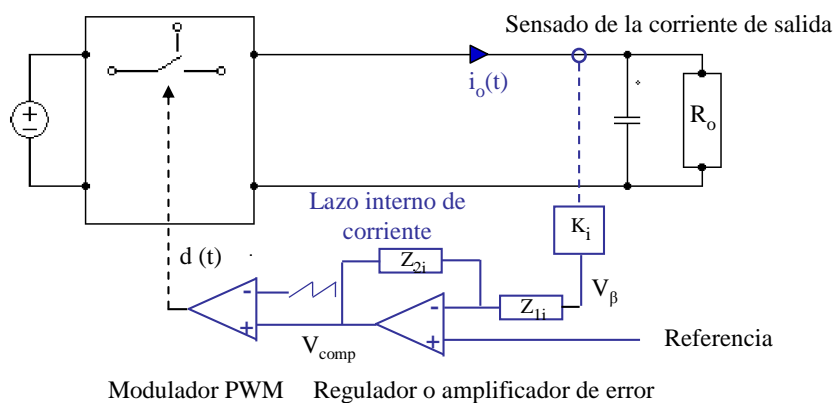


Figura 3.37: Elementos del lazo interno de corriente

El diagrama de bloques del lazo interno de corriente se muestra en la figura 3.38.

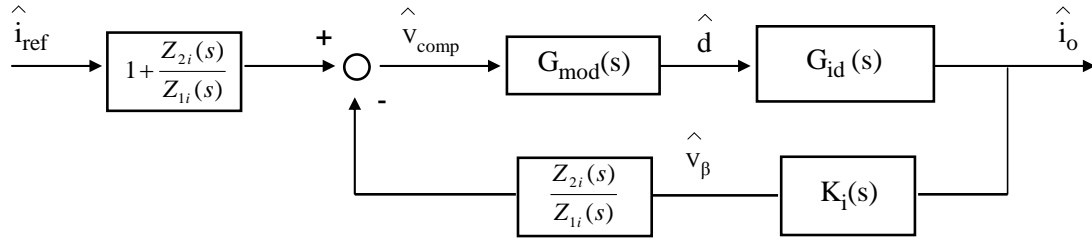


Figura 3.38: Diagrama de bloques del lazo interno de corriente

Donde los bloques que aparecen en el diagrama son:

- $K_i(s)$: función de transferencia del elemento sensor del lazo de corriente.
- $Z_{1i}/Z_{2i}(s)$: Función de transferencia asociada al Regulador del lazo de corriente.
- $G_{mod}(s)$: Función transferencia del modulador.
- $G_{id}(s)$: Función de transferencia (en corriente) de la planta del sistema.

El bloque correspondiente a la planta del convertidor se ha explicado en el apartado 3.2. El resto de bloques que conforman el lazo se analizan a continuación.

Sensado de la corriente de salida I_o

El bloque sensor mide la señal que se desea controlar y le aplica una ganancia, con el fin de adaptar su nivel al de la señal de referencia (I_{ref}). La corriente de salida $i_o(t)$ se mide a través de la caída de tensión en una resistencia en serie, la cual es proporcional a dicha corriente. La función de transferencia se muestra en (3.26).

$$K_i(s) = \frac{I_{ref}}{I_{omed}} \quad (3.26)$$

Regulador del lazo interno de corriente

El objetivo fundamental que se persigue con el regulador es la estabilidad del sistema en bucle cerrado, y ésta se estudia a partir del comportamiento en bucle abierto. Los requisitos solicitados a los reguladores se exponen a continuación [14].

- a) Suficiente margen de fase para garantizar la estabilidad del sistema. La adición de margen de fase al sistema disminuye oscilaciones y sobretensiones.
- b) Ancho de banda suficiente para minimizar el tiempo de respuesta transitorio, atenuar la aparición de perturbaciones y conferir estabilidad al conjunto. Para poder disfrutar de suficiente ancho de banda en bucle cerrado debe ser lo mayor posible en bucle abierto.

La tensión de salida puede sufrir un estado transitorio como respuesta a la aparición de perturbaciones en cualquier punto del sistema, a un escalón de tensión de entrada o a un escalón de carga. El transitorio es el tiempo que invierte el lazo de realimentación en llevar la tensión de nuevo a un valor dentro del rango aceptable.

- c) Ganancia suficiente del lazo. La ganancia del lazo abierto $T_i(s)$ se define como el producto de las ganancias de todos los bloques que intervienen en el lazo de realimentación, y constituye una medida de las prestaciones del lazo de control.

Una ganancia de lazo elevada a bajas frecuencias favorece la reducción del error en régimen permanente, y disminuye el efecto de perturbaciones en la corriente de carga sobre la salida, así como el rizado procedente de la tensión de entrada.

- d) Atenuación suficiente en la frecuencia de conmutación para reducir el rizado de la señal de salida a dicha frecuencia.

El esquema eléctrico del regulador empleado se muestra en la figura 3.39.

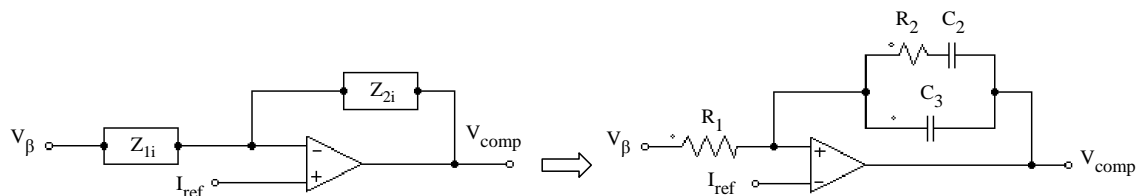


Figura 3.39: Esquema eléctrico de un Regulador tipo II

El regulador empleado es un tipo II, el cual presenta un polo en el origen, un polo de alta frecuencia y un cero. La figura 3.40 muestra su respuesta en frecuencia junto con los objetivos que persigue este regulador.

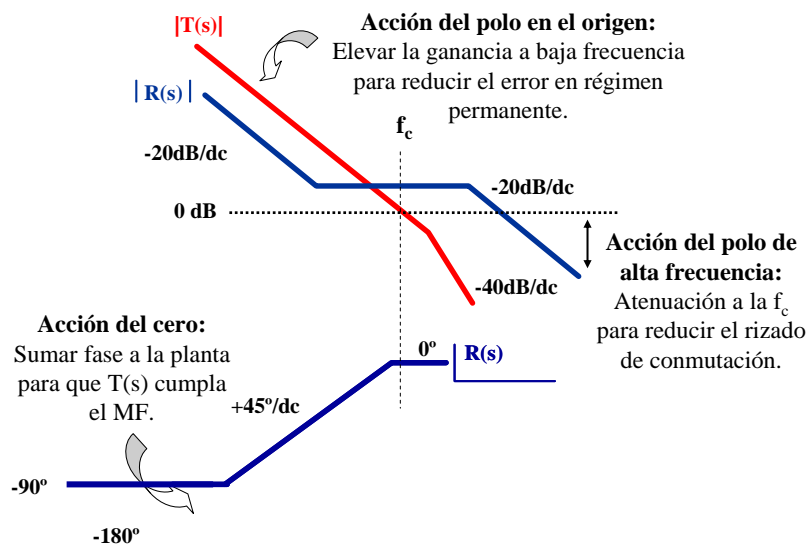


Figura 3.40: Respuesta en frecuencia del regulador tipo II [15]

En efecto, los requisitos que se pretenden conseguir mediante el regulador tipo II son:

- Elevada ganancia a baja frecuencia para reducir el error en régimen permanente.
- Atenuación a la frecuencia de corte “ f_c ” para reducir el rizado de conmutación.
- Mediante la acción del cero se pretende sumar fase a la planta para que el lazo abierto $T_i(s)$ cumpla con el Margen de fase necesario para garantizar la estabilidad del sistema.

La expresión (3.27) muestra la función de transferencia del regulador.

$$R_i(s) = \frac{Z_{2i}(s)}{Z_{1i}(s)} = \frac{R_2 C_2 s + 1}{R_1 [C_2 + C_3] s \left[\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} R_2 s + 1 \right]} \quad (3.27)$$

Modulador PWM

La misión del bloque modulador PWM es generar el tren de pulsos que dispara al interruptor del convertidor. El modulador se implementa con un amplificador comparador, que compara la tensión de salida del regulador (o amplificador de error) de la etapa anterior, V_{comp} , con una señal de rampa o triangular. El error amplificado se lleva a la entrada no inversora del comparador, y la señal de rampa a la patilla inversora, tal como muestra la figura 3.41.

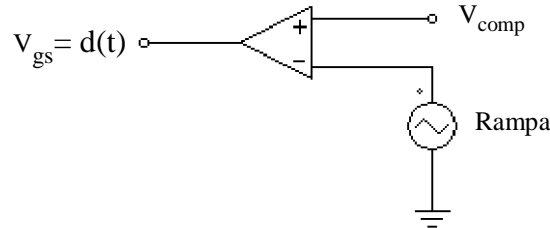


Figura 3.41: Esquema eléctrico del Modulador PWM

La función de transferencia del modulador queda recogida en la expresión (3.28).

$$G_{mod}(s) = \frac{1}{V_{PP\ RAMP A}} \quad (3.28)$$

3.5.1.1 Análisis de la respuesta en frecuencia en bucle abierto

Como ya se ha mencionado, la estabilidad del lazo cerrado se estudia a partir del comportamiento en bucle abierto. Este apartado muestra y compara la respuesta en frecuencia a bucle abierto del lazo interno de corriente en los dos convertidores objeto de estudio. El objetivo que se persigue es corroborar lo expuesto a lo largo de todo el

capítulo y ver sus implicaciones. La función de transferencia a bucle abierto se corresponde con el producto de todos los bloques que intervienen en el lazo (figura 3.38). Su expresión queda recogida en (3.29).

$$T_i(s) = R_i(s) G_{\text{mod}}(s) G_{\text{id}}(s) K_i(s) \quad (3.29)$$

Para conocer la función de transferencia del lazo abierto $T_i(s)$ es preciso conocer todas las funciones que conforman el lazo. Las correspondientes al modulador y al sensor son iguales en los dos convertidores y su obtención es inmediata (formulas 3.26 y 3.28). La de la etapa de potencia se obtiene introduciendo los parámetros de la planta del sistema en las expresiones (3.6) y (3.7). Por último, queda obtener la función de transferencia del regulador, para lo cual es preciso calcular todos sus elementos (figura 3.39). El diseño del regulador consiste en ubicar las frecuencias de los polos y ceros de forma que se cumplan los requisitos de diseño (margen de fase MF y frecuencia de corte f_c) lo mejor posible. Para hacer efectivo este diseño se usan dos métodos: Método de la K, y método de la α y β . Ambas técnicas se basan en el mismo principio, alejar en mayor o menor medida de la frecuencia de cruce la posición de los polos y ceros del regulador, con objeto de modificar la respuesta en frecuencia del lazo abierto, tal como indica la figura 3.42. En este proyecto se ha utilizado el método de la K.

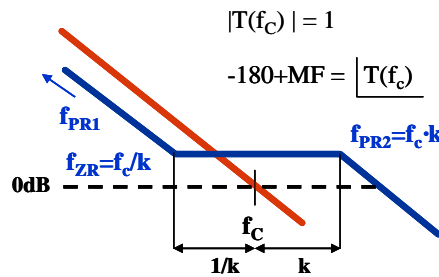


Figura 3.42: Descripción gráfica del método de la K [15]

El cálculo del regulador queda exento de ser mostrado en este proyecto, al ser un paso intermedio en la obtención del lazo abierto. No obstante, se dan todas las herramientas teóricas para llevar a cabo el cálculo del mismo en el anexo 7. Los requisitos de diseño del regulador para el lazo interno de corriente son:

- Frecuencia de corte de la lazo de corriente: $f_{ci} = 20 \text{ kHz}$
- Margen de fase: $MF = 60^\circ$

La figura 3.43 muestra la respuesta del lazo abierto de corriente para el ejemplo 4 recogido en las tablas 3.6 y 3.8 sin incorporar rama de amortiguamiento en paralelo con el condensador C_1 .

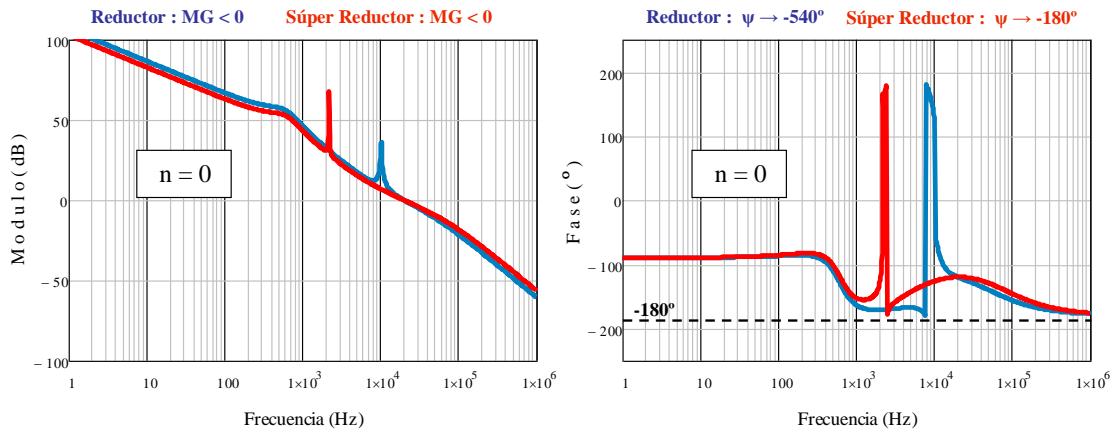


Figura 3.43: Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 *sin damping*

Los dos convertidores resultan inestables. Para revertir la situación de inestabilidad se introduce una rama de amortiguamiento en paralelo con el condensador C_1 , tal como muestra la figura 3.29. Se va a demostrar cómo el Súper Reductor es capaz de convertirse en un sistema estable con una rama de amortiguamiento pequeña, mientras que el Reductor necesita de una más grande.

La respuesta en frecuencia del lazo interno de corriente con rama de amortiguamiento, para un valor del parámetro n de 1,5 (expresiones 3.24 y 3.25), se muestra en la figura 3.44.

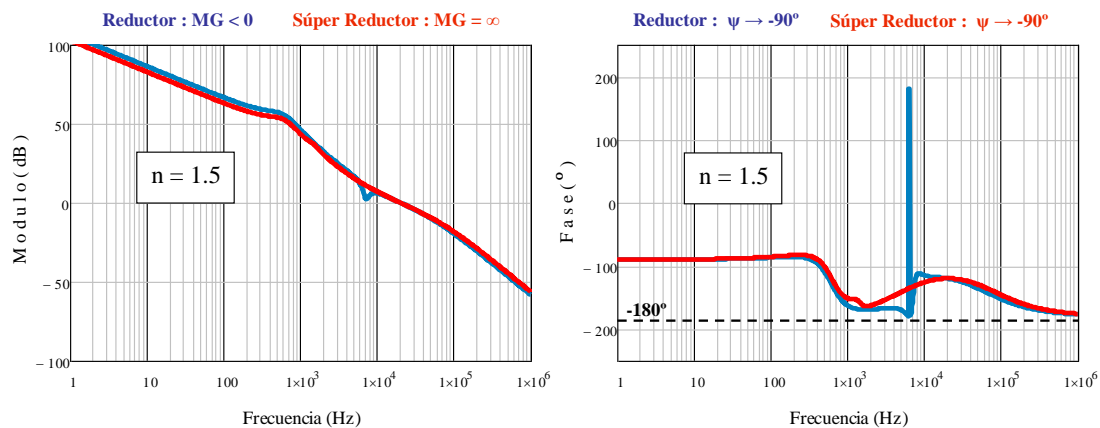


Figura 3.44: Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=1,5$

El Súper Reductor ha conseguido corregir la situación de inestabilidad y el Reductor continua siendo inestable. A continuación se comprueba cómo el Reductor también consigue convertirse en un sistema estable con una rama de amortiguamiento mayor.

La respuesta en frecuencia del lazo interno de corriente con rama de amortiguamiento, con valor del parámetro n de 4, se muestra en la figura 3.45.

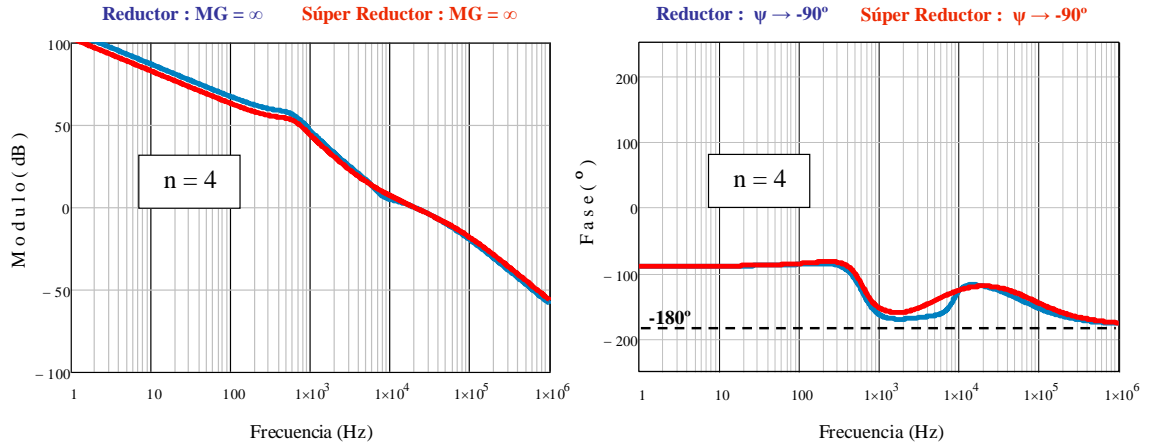


Figura 3.45: Diagrama de bode del lazo abierto de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

Los dos convertidores resultan estables. La figura 3.46 muestra la respuesta temporal de la corriente de salida ante un escalón en la referencia cuando ambos convertidores implementan únicamente el lazo de corriente.

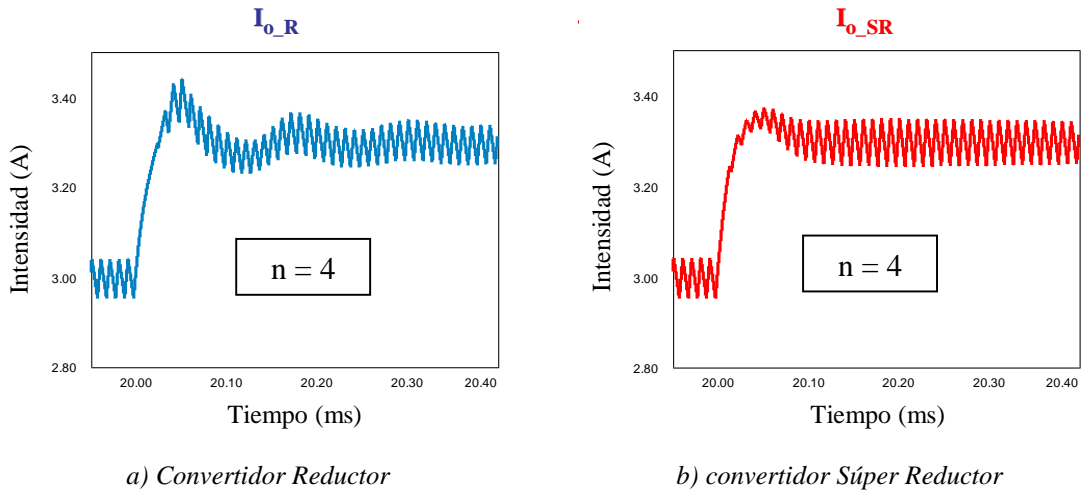


Figura 3.46: Respuesta temporal del Reductor y Súper Reductor con lazo de corriente implementado para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

De la figura 3.46 se infiere que la respuesta temporal en el convertidor Súper Reductor presenta menor sobreoscilación y menor tiempo de establecimiento que la del Reductor.

Se ha demostrado cómo en los dos convertidores es necesario introducir una rama de amortiguamiento para atenuar el efecto indeseable en la dinámica del filtro LC de entrada. Aunque el Súper Reductor, teóricamente, puede conseguir eliminar dicho efecto sin incluir *damping*, en la práctica, dada la dispersión en el valor de diseño de las inductancias (tablas 3.7 y 3.8), se hace necesaria su inclusión. No obstante, el Súper Reductor permite trabajar con una rama de amortiguamiento menor que la del Reductor.

3.5.1.2 Análisis de la respuesta en frecuencia en bucle cerrado

Para conocer la función de transferencia del lazo cerrado es necesario analizar el regulador en profundidad. Se recuerda el esquema eléctrico del regulador utilizado.

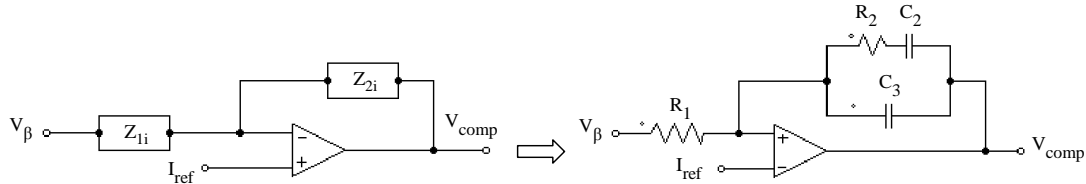


Figura 3.39: Esquema eléctrico del Regulador tipo II

La expresión de la tensión de salida del amplificador de error V_{comp} de la figura 3.39 se muestra en (3.30).

$$v_{comp} = i_{ref} \left[\frac{Z_{2i}}{Z_{1i}} + 1 \right] - v_{\beta} \frac{Z_{2i}}{Z_{1i}} \quad (3.30)$$

El diagrama de bloques de la expresión (3.30) se muestra en la figura 3.47.

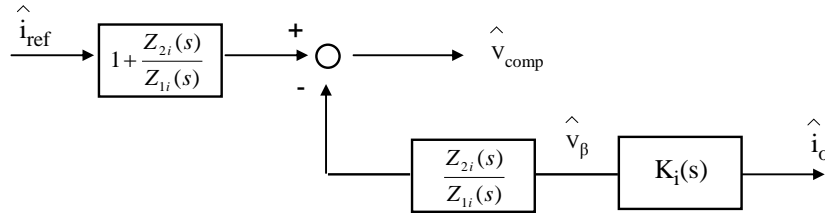


Figura 3.47: Diagrama de bloques de la expresión (3.30)

Añadiendo al diagrama de bloques de la Figura 3.47 el modulador y la planta, se está en condiciones de obtener la función de transferencia en bucle cerrado para el lazo interno de corriente, cuyo diagrama de bloques completo se encuentra representado en la Figura 3.38, la cual se recuerda a continuación.

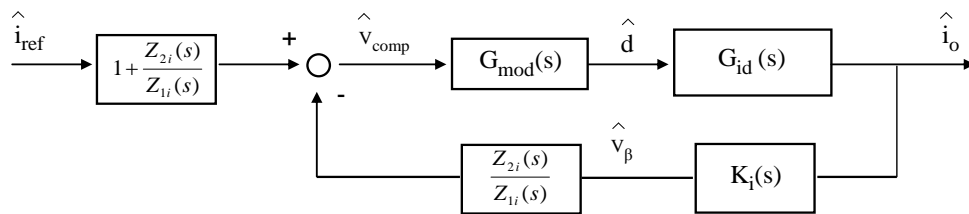


Figura 3.38: Diagrama de bloques del lazo interno de corriente

Teniendo en cuenta que $Z_{2i}(s)/Z_{1i}(s)$ es la función de transferencia del regulador $R_i(s)$ mostrada en (3.27), la expresión (3.31) muestra la función de transferencia en bucle cerrado para el lazo interno de corriente, obtenida a partir del diagrama de bloques de la figura 3.38.

$$BC_i(s) = \frac{i_o(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{G_{mod}(s)G_{id}(s)}{1 + G_{mod}(s)G_{id}(s)K_i(s)R_i(s)} [1 + R_i(s)] \quad (3.31)$$

La figura 3.48 muestra la respuesta del lazo cerrado para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento, con un valor del parámetro n de 4.

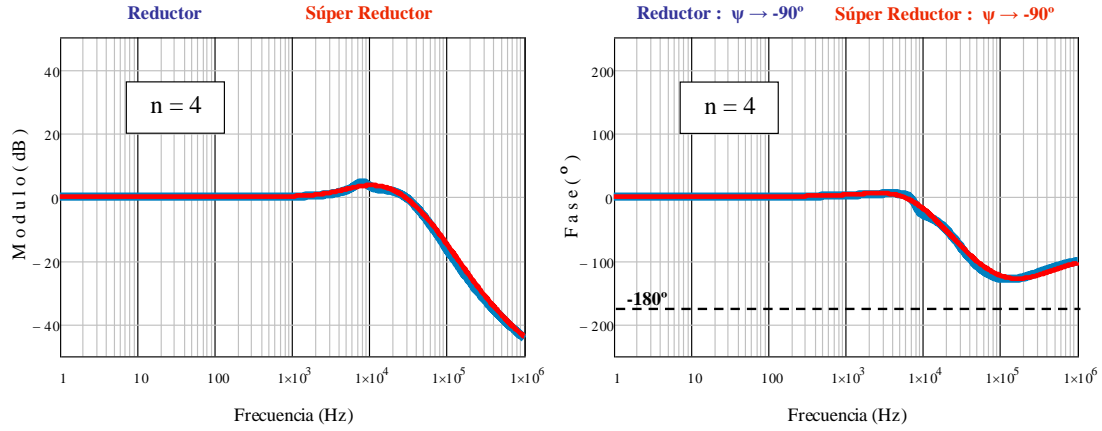


Figura 3.48: Diagrama de bode del lazo cerrado de corriente del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

Se aprecia cómo el cociente entre la corriente de la celda de salida I_o y la corriente de referencia I_{ref} , es decir $BC_i(s)$, se mantiene constante hasta una determinada frecuencia. El valor de esta constante depende de la ganancia del sensor. Como en el ejemplo considerado la ganancia del sensor vale la unidad, el bode de modulo del lazo cerrado se mantiene constante y en 0 dB hasta su decaimiento.

3.5.2 Lazo externo de tensión

Analizado el lazo interno de corriente, se analiza el lazo externo de tensión. Este tiene la finalidad de estabilizar la tensión de salida y servir como referencia al lazo interno de corriente. Es importante destacar que el lazo tensión engloba al de corriente. El esquema global del doble lazo se muestra en la figura 3.49.

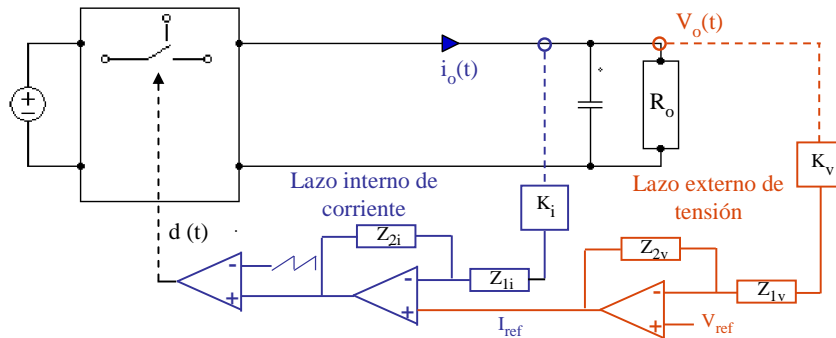


Figura 3.49: Esquema de control con doble lazo implementado

En la figura 3.50 se representa el esquema de la figura 3.49 simplificado, donde se aprecia de forma más clara el comportamiento de cada lazo. El lazo interno de corriente controla el valor de la corriente que se inyecta al condensador de salida. El lazo externo de tensión obliga a que la tensión de salida sea la deseada.

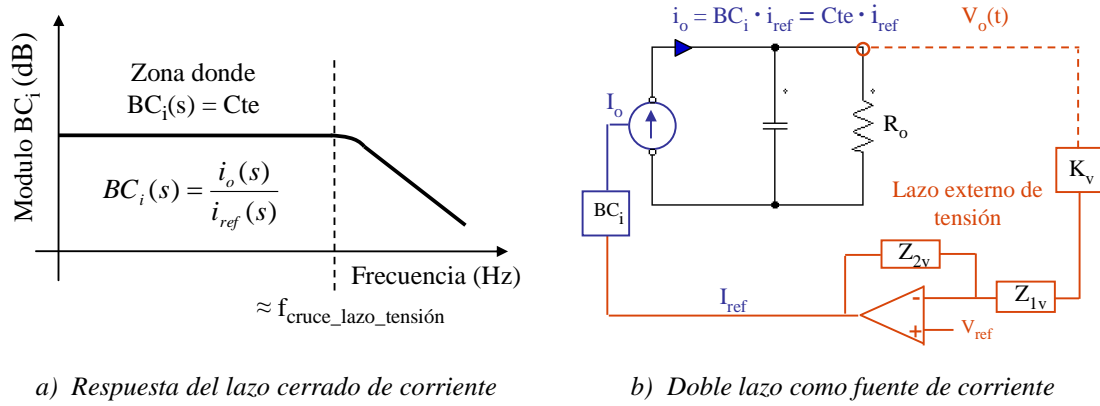


Figura 3.50: Esquema equivalente de los convertidores con doble lazo

El lazo interno de corriente transforma al convertidor en algo parecido a una fuente de corriente programable. En la figura 3.50a se observa cómo la respuesta del lazo cerrado de corriente se mantiene constante hasta aproximadamente la frecuencia de cruce del lazo de tensión, la cual se tomará del orden de 15 veces menor a la frecuencia de cruce del lazo interno de corriente, para evitar interferencias entre los lazos. El factor de proporcionalidad entre la corriente de salida y la corriente de referencia es precisamente el modulo de la respuesta del lazo cerrado de corriente $BC_i(s)$, el cual depende de la ganancia de su sensor. Modificando la referencia del lazo interno de corriente, la cual es suministrada por el lazo externo de tensión, se puede llevar a la corriente de salida al valor que se desee. De esta forma, se puede regular la tensión de salida del convertidor controlando la corriente que se inyecta al filtro o condensador de salida. Este tipo de control es el denominado “Control en Modo Corriente promediada”, el cual puede visualizarse gráficamente en la figura 3.51.

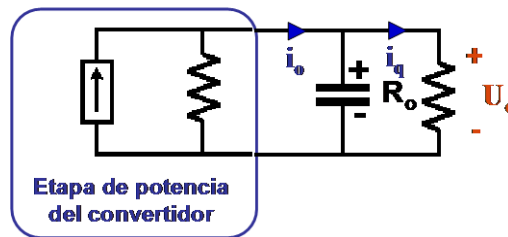


Figura 3.51: Comportamiento de los convertidores como fuentes de corriente programable

El diagrama de bloques de los convertidores con la implementación de los dos lazos de control se muestra en la figura 3.52.

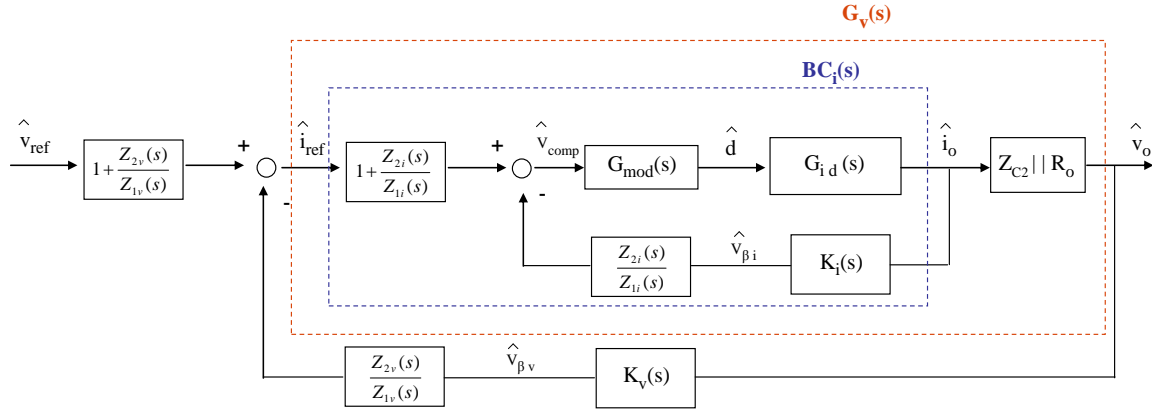


Figura 3.52: Diagrama de bloques con doble lazo implementado

Donde $G_v(s)$ representa la planta del lazo externo de tensión y $Z_{C2}(s)$ en paralelo con R_o se denominó en (3.4) como $Z_o(s)$. La figura 3.53 representa el diagrama anterior simplificado.

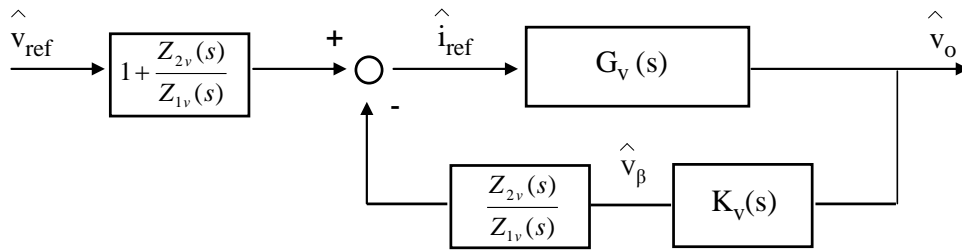


Figura 3.53: Diagrama de bloques del doble lazo simplificado

La planta del lazo de tensión $G_v(s)$ relaciona la tensión de salida del convertidor v_o con la referencia del lazo interno de corriente i_{ref} . Los bloques que aparecen en el diagrama de bloques de la figura 3.53 son:

- $K_v(s)$: función de transferencia del elemento sensor del lazo de tensión
- $G_v(s)$: Función de transferencia (en tensión) de la planta del sistema
- $Z_{1v}/Z_{2v}(s)$: Función de transferencia asociada al Regulador del lazo de tensión

A continuación se analizan los bloques que conforman el lazo externo de tensión.

Sensado de la tensión de salida V_o

El bloque sensor mide la señal que se desea controlar y le aplica una ganancia, con el fin de adaptar su nivel al de la señal de referencia (V_{ref}). La tensión de salida $v_o(t)$ se mide a través de un divisor de tensión resistivo. La función de transferencia de este bloque junto con su esquema eléctrico se muestra en la figura 3.54.

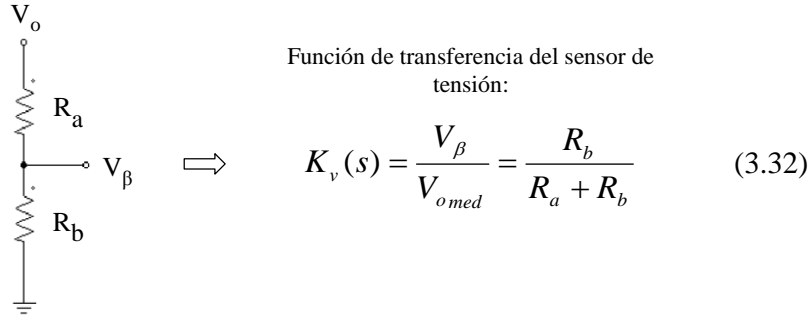


Figura 3.54: Esquema y función de transferencia del sensor de tensión

Regulador del lazo externo de tensión

El regulador utilizado en el lazo externo de tensión es el mismo que el empleado para el lazo interno de corriente (figura 3.39). Por lo cual, no es necesario añadir información adicional. La función de transferencia queda recogida en (3.33).

$$R_v(s) = \frac{Z_{2v}(s)}{Z_{1v}(s)} = \frac{R_2 C_2 s + 1}{R_1 [C_2 + C_3] s \left[\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} R_2 s + 1 \right]} \quad (3.33)$$

Función de transferencia de la planta del sistema para el lazo externo de tensión

La obtención de la función de transferencia de la planta del sistema para el lazo externo de tensión es fácil de obtener, según se deduce del diagrama de bloques de la figura 3.52.

$$G_v(s) = BC_i(s) Z_o(s) = BC_i(s) [Z_{C2}(s) || R_o] \quad (3.34)$$

3.5.2.1 Análisis de la respuesta en frecuencia en bucle abierto

Al igual que en el lazo interno de corriente, la función de transferencia a bucle abierto del lazo externo de tensión se corresponde con el producto de todos los bloques que intervienen en el lazo (figura 3.53). Su expresión queda recogida en (3.35).

$$T_v(s) = G_v(s) K_v(s) R_v(s) \quad (3.35)$$

Los requisitos de diseño del regulador para el lazo externo de tensión son:

- Frecuencia de corte del lazo externo de tensión: $f_{cv} = 1333 \text{ Hz}$
- Margen de fase: $MF = 60^\circ$

La figura 3.55 muestra la respuesta en frecuencia del lazo interno de tensión para el ejemplo 4 con una rama de amortiguamiento, con valor del parámetro n de 4.

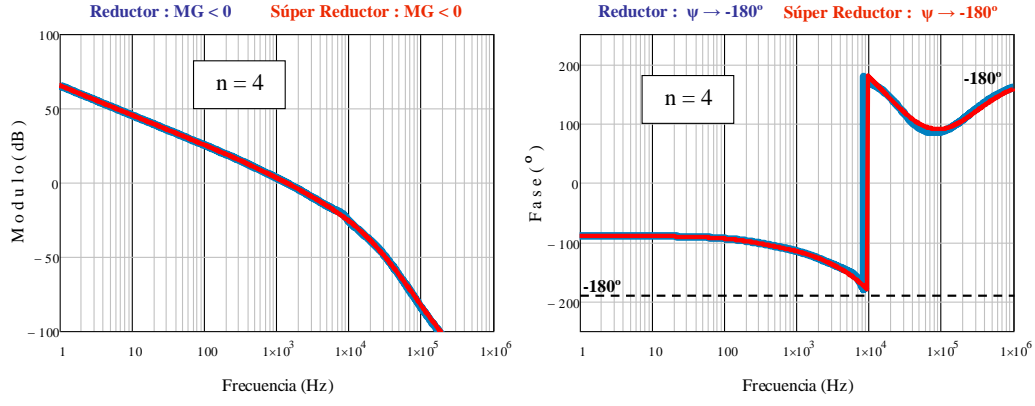


Figura 3.55: Diagrama de bode del lazo abierto de tensión del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

3.5.2.2 Análisis de la respuesta en frecuencia en bucle cerrado

Teniendo en cuenta que $Z_{2v}(s)/Z_{1v}(s)$ se corresponde con la función de transferencia del regulador $R_v(s)$ mostrada en (3.33), la expresión (3.36) muestra la función de transferencia en bucle cerrado para el lazo externo de tensión obtenida a partir del diagrama de bloques de la figura 3.53.

$$BC_v(s) = \frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{G_v(s)}{1 + G_v(s)K_v(s)R_v(s)} [1 + R_v(s)] \quad (3.36)$$

La respuesta en frecuencia en bucle cerrado para el lazo externo de tensión se muestra en la figura 3.56.

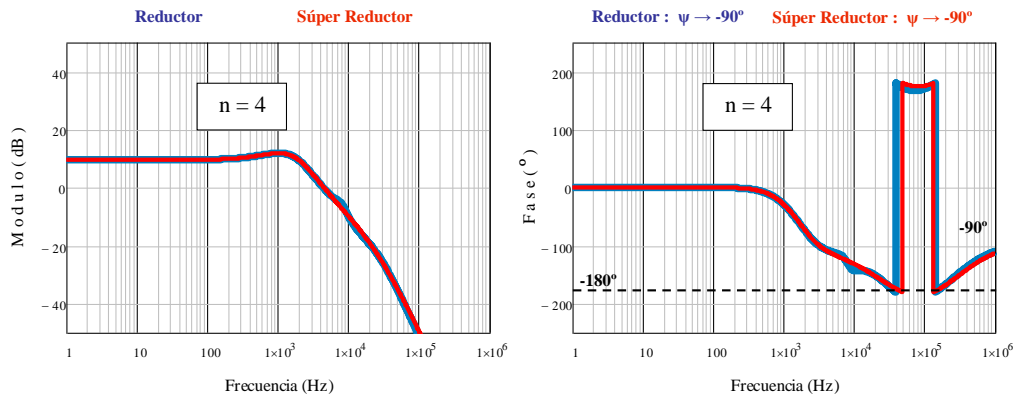


Figura 3.56: Diagrama de bode del lazo cerrado de tensión del Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

Se observa cómo la respuesta en frecuencia tanto en bucle abierto como en bucle cerrado del lazo externo de tensión es muy similar en los dos convertidores. Las diferencias más notables son respecto a la planta y respecto al lazo interno de control en modo corriente. No obstante, éstas repercuten en el comportamiento temporal de los convertidores con el doble lazo implementado, como se muestra a continuación.

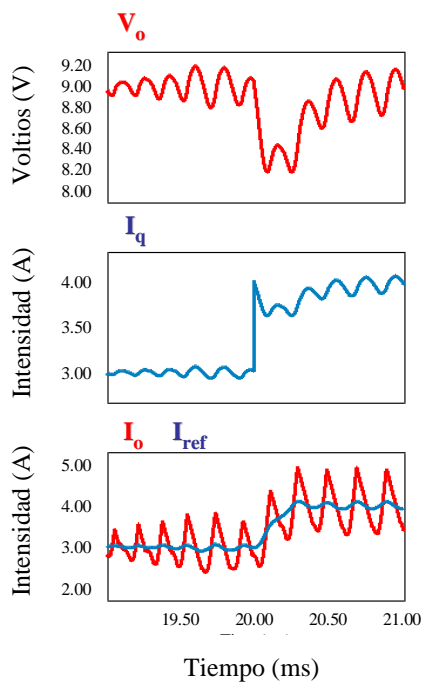
3.5.3 Comparativa dinámica con doble lazo implementado

En este apartado se analiza la respuesta temporal de los convertidores cuando implementan un doble lazo de control, uno interno de corriente y otro externo de tensión, según el esquema de la figura 3.49. En primer lugar, se muestra la respuesta temporal cuando el parámetro n asociado al *damping* adopta un valor de 1,5, y en segundo lugar, cuando adopte un valor de 4. La respuesta en frecuencia ha sido analizada en los primeros epígrafes de este capítulo.

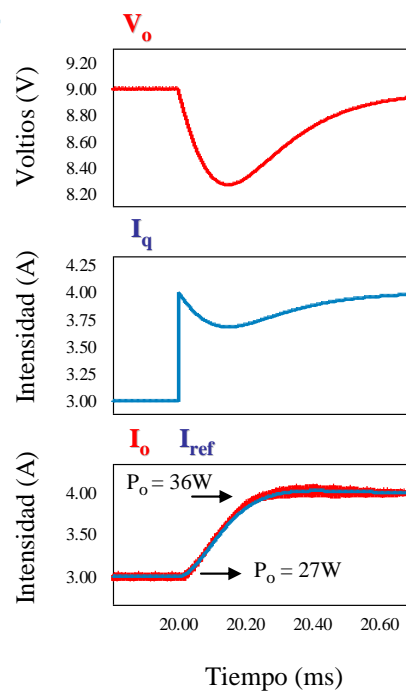
La caracterización de la respuesta temporal se realiza a través de una simulación en PSIM. Para el ejemplo 4, recogido en las tablas 3.6 y 3.8, se somete a los convertidores a un escalón de carga de tal forma que la potencia se incremente de 27W a 36W. Ante este escalón, se recoge la evolución las siguientes magnitudes: corriente por la carga I_q (figura 3.51), corriente de salida I_o (la que precede al condensador de salida), referencia del lazo interno de corriente I_{ref} y tensión de salida U_o .

a) Análisis temporal para el ejemplo 4 con un *damping* de $n = 1,5$

La figura 3.57 muestra la respuesta temporal de las magnitudes indicadas en el Reductor y Súper Reductor.



a) Reductor



b) Súper Reductor

Figura 3.57: Representación temporal de las magnitudes: Tensión de carga, corriente de carga, corriente de salida y referencia del lazo interno de corriente, en Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=1,5$

Se observa cómo la situación de inestabilidad del convertidor Reductor cuando se incorpora en su planta un *damping* relativamente pequeño ($n=1,5$) no se consigue paliar. Sin embargo, el Súper Reductor, con el mismo *damping* es capaz de revertir la situación de inestabilidad y convertirse en un sistema estable, tal y como se desprende de la figura 3.57.

b) Análisis temporal para el ejemplo 4 con un *damping* de $n = 4$

La figura 3.58 muestra la respuesta temporal de las magnitudes indicadas en el Reductor y Súper Reductor.

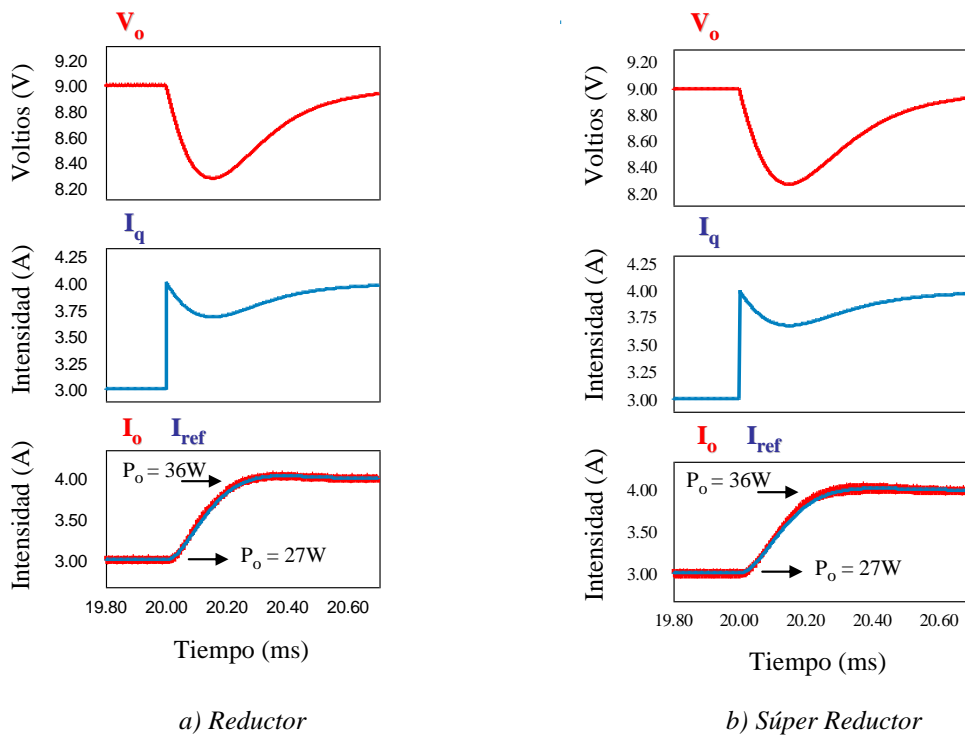


Figura 3.58: Representación temporal de las magnitudes: Tensión de carga, corriente de carga, corriente de salida y referencia del lazo interno de corriente, en Reductor y Súper Reductor para el ejemplo 4 con rama de amortiguamiento: $n=4$

Con un *damping* mayor el Reductor también consigue revertir la situación de inestabilidad. Se observa cómo para un valor del parámetro n de 4, los dos convertidores presentan una respuesta temporal similar.

Por otro lado, en las dos figuras se aprecia cómo la referencia del lazo interno de corriente I_{ref} (salida del lazo externo de tensión) sigue perfectamente a la corriente de salida de los convertidores I_o . De esta forma, queda demostrado el comportamiento de estos convertidores como algo parecido a una fuente de corriente programable, tal y como recoge la figura 3.51.

3.6 Convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas

Según lo visto en el capítulo 2, el acoplamiento de las bobinas en el Súper Reductor permite reducir los rizados de corriente por las bobinas, lo que se traduce en una reducción del tamaño de componentes. Sin embargo, el acoplamiento puede resultar perjudicial para la dinámica, ya que puede producir el efecto de trasladar los polos hacia el semiplano derecho, lo que inevitablemente conlleva una reducción de la estabilidad relativa del sistema.

Este apartado se ocupa de obtener la función de transferencia en modo corriente de la planta del convertidor SR. Acoplado y de analizar el efecto del acoplamiento sobre la posición de los polos y ceros de la planta del convertidor para un ejemplo concreto, corroborando de esta forma lo explicado en el párrafo anterior.

3.6.1 Modelado de la planta del Súper Reductor con bobina acopladas

3.6.1.1 Modelo promediado

Para obtener el modelo promediado se sustituye, respectivamente, el conmutador y el diodo de retorno por una fuente de corriente y de tensión dependientes, tal y como muestra la figura 3.59.

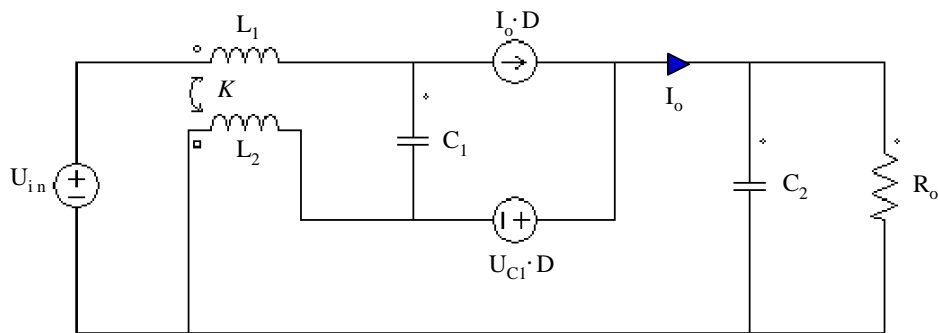


Figura 3.59: Modelo promediado del convertidor SR. Acoplado

3.6.1.2 Punto de trabajo

Los valores del punto de trabajo Q (U_{C1} , D , I_o) se obtienen del circuito anterior en condiciones estáticas, el cual coincide con el del Reductor (figura 3.7). Las expresiones (3.1), (3.2) y (3.5) que definen el punto de trabajo en el Súper Reductor también definen el punto de trabajo del SR. Acoplado.

3.6.1.3 Modelo en pequeña señal

Con el fin de obtener un conjunto de ecuaciones lineales que describan el comportamiento del convertidor SR. Acoplado, el circuito de la figura 3.59 se linealiza y perturba en torno al punto del trabajo Q (U_{in} , D , I_o). La tensión de entrada perturbada se considera nula.

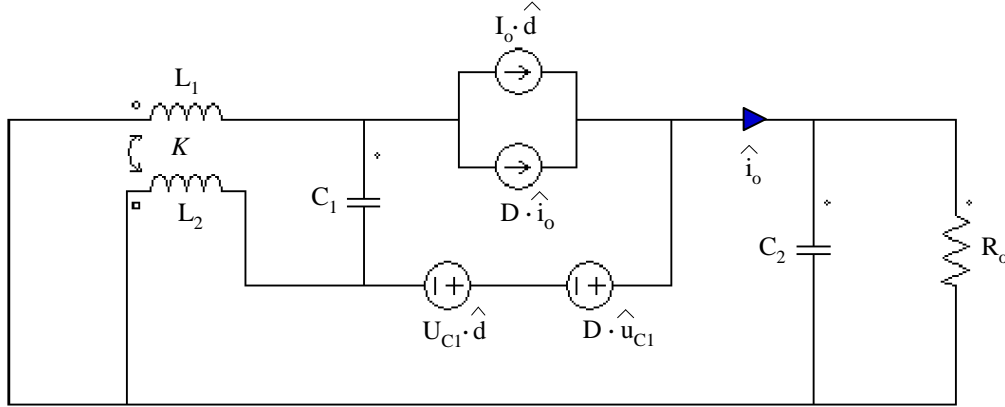


Figura 3.60: Modelo de pequeña señal del convertidor SR. Acoplado

3.6.1.4 Función de transferencia en modo corriente

La función de transferencia en modo corriente relaciona la corriente de salida I_o (magnitud a controlar) con el ciclo de trabajo (magnitud de control). Su expresión analítica queda recogida en (3.37).

$$G_{id}(s) = \frac{U_{in} [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s) - 2Z_m(s)] + I_o Z_{C1}(s) [Z_{L2}(s) - Z_m(s) - DZ_{L1}(s) - DZ_{L2}(s) + 2DZ_m(s)]}{Z_{L2}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] - Z_m^2(s) + Z_o(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s) - 2Z_m(s)] - 2DZ_{C1}(s) [Z_{L2}(s) - Z_m(s)] + D^2 Z_{C1}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) - 2Z_m(s)]} \quad (3.37)$$

Siendo “ Z_o ” el paralelo del condensador de salida con la carga (3.4) y “ Z_m ” la impedancia asociada la inductancia mutua. La relación entre la inductancia mutua y el factor de acoplamiento se recoge en la expresión (2.29).

$$L_m = K \sqrt{L_1 L_2}$$

3.6.2 Estudio de la etapa de potencia

La etapa de potencia del convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas es similar a la del mismo convertidor sin acoplamiento. También presenta tres ceros y cuatro polos. Uno de los ceros se sitúa sobre el eje real negativo, y los otros dos, complejos conjugados, pueden situarse en cualquiera de los dos semiplanos. En cuanto

a los polos, los cuatro son complejos conjugados y están ubicados en el semiplano izquierdo, siendo por tanto estables. La diferencia con el Súper Reductor es que el acoplamiento entre los inductores influye en la posición tanto de los ceros como de los polos de la etapa de potencia. Las expresiones analíticas de los ceros y los polos son demasiado grandes y complejas, no obstante, se pueden obtener fácilmente con una herramienta informática adecuada, como MATHCAD o MATLAB. Únicamente se muestra en (3.38) la expresión que permite calcular la parte real de los ceros complejos conjugados.

$$\text{Re}[Z_{2,3}] = \frac{I_o \left[D(L_1 + L_2 - 2L_m) + L_m - L_2 \right]}{2C_1 U_{C1} (L_1 + L_2 - 2L_m)} \quad (3.38)$$

Si se iguala a cero la expresión (3.38) se obtiene la condición que se debe cumplir para que el Súper Reductor Acoplado ubique todos sus ceros en el semiplano izquierdo, y por tanto, se comporte como un sistema de fase mínima.

$$\text{Re}[Z_{2,3}] = 0 \Rightarrow D < \frac{L_2 - L_m}{L_1 + L_2 - 2L_m} \quad (3.39)$$

Convirtiendo la expresión (3.39) en igualdad, se obtiene la expresión (3.40), la cual representa el valor del ciclo de trabajo máximo para el cual el Súper Reductor con bobinas acopladas se comporta como un sistema de fase mínima.

$$D = \frac{L_2 - L_m}{L_1 + L_2 - 2L_m} \quad (3.40)$$

Si se comparan estas expresiones (3.39 y 3.40) con sus homólogas obtenidas para el Súper Reductor sin bobinas acopladas (3.16 y 3.20), se observa cómo el ciclo de trabajo máximo para el cual los convertidores ubican todos sus ceros en el semiplano izquierdo es mayor en el SR. Acoplado. Lo cual implica que este último permite trabajar con un ciclo de trabajo mayor sin perder la condición de fase mínima.

Por otro lado, acoplando los inductores del convertidor Súper Reductor se consigue reducir los rizados de corriente por las bobinas. Sin embargo, también puede tener un efecto indeseable en la dinámica del convertidor. Para concluir el capítulo, a continuación se muestra para un ejemplo concreto cómo al ir incrementando el valor del factor de acoplamiento se van ubicando los polos cada vez más próximos al semiplano derecho, reduciéndose de este modo la estabilidad relativa del sistema. El ejemplo utilizado para ilustrarlo se muestra en la tabla 3.9.

L_1 (μ H)	L_2 (μ H)	C_1 (μ F)	C_2 (μ F)	U_{in} (V)	U_o (V)	P_o (W)
234	235	2	100	24	6	36

Tabla 3.9: Ejemplo utilizado para observar el cambio de posición en los polos de la etapa de potencia del SR. Acoplado [6]

La tabla 3.10 muestra la posición de los polos para tres valores distintos del factor de acoplamiento.

	$K = 0$	$K = 0,5$	$K = 0,99$
$p_{1,2}$	$-4934 \pm 6551 j$	$-4490 \pm 5235 j$	$-4999 \pm 4214 j$
$p_{3,4}$	$-65 \pm 36764 j$	$-9.6 \pm 48138 j$	$0 \pm 326892 j$

Tabla 3.10: Polos del SR. Acoplado cuando el factor de acoplamiento K adopta distintos valores

Factores de acoplamiento por encima del 90% son fáciles de conseguir. Por este motivo, se debe tener cuidado en el diseño del acoplamiento. En la tabla 3.10 se observa cómo la parte real de los polos $p_{3,4}$ pasa de -65 a 0 cuando el acoplamiento aumenta desde 0 a 0,99. Esto demuestra que, mientras el acoplamiento de los inductores logra reducir rizados, y por consiguiente el tamaño de los componentes, también puede producir un efecto negativo en la estabilidad. Cuando el diseñador se decante por utilizar el convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas, debe buscar un equilibrio entre el nivel de los rizados y la estabilidad.

3.7 Conclusiones finales respecto a la comparativa dinámica

Las conclusiones respecto a la comparativa dinámica son las siguientes:

- En el Reductor, el filtro de entrada limita el ancho de banda alcanzable por el convertidor. Sin embargo, el Súper Reductor, gracias a que tiene la capacidad de evitar los ceros complejos conjugados en el semiplano derecho, se puede alcanzar un ancho de banda elevado.
- El Súper Reductor puede llegar a comportarse, teóricamente, como un convertidor Reductor de segundo orden (figura 3.23) sin necesidad de utilizar un filtro de entrada pequeño. Esto se consigue cuando se produce en el plano complejo la cancelación polo-cero de $z_{2,3}$ con $p_{3,4}$ (figura 3.25). Lo cual ocurre siempre y cuando se cumpla la expresión (3.20). No obstante, es muy difícil

cumplir fielmente esta expresión, y la respuesta dinámica del Súper Reductor se desvía y/o empeora respecto a la del convertidor Reductor sin filtro de entrada (figuras 3.26 y 3.27) y es conveniente la inclusión de una rama de amortiguamiento para atenuar el efecto causado en la dinámica por la resonancia que introduce el filtro de entrada L_1C_1 . Los motivos por los cuales es muy complicado cumplir la expresión (3.20) son:

- ◆ Tolerancias en los valores de diseño de las bobinas.
 - ◆ La variación de la tensión de entrada hace que cambie el valor del punto de operación del ciclo de trabajo.
- La consecuencia de la conclusión anterior es que el Súper Reductor puede implementar inductancias y condensadores de mayor tamaño, sufriendo por ello una penalización dinámica menor que la que sufre el Reductor. El ejemplo número 4 obtenido en el apartado 3.3 a partir del cumplimiento de unas especificaciones de régimen permanente es un claro ejemplo de cómo el Súper Reductor, presentando unos valores en las inductancias muy superiores a las del Reductor, presenta una respuesta dinámica mejor y más similar a la del Reductor sin filtro de entrada.
 - Respecto al *damping*: Ayuda a solventar problemas relacionados con la dinámica, pero introduce pérdidas, peso y tamaño en los convertidores. Se ha demostrado que, para unas especificaciones dadas, el Súper Reductor puede conseguir la misma respuesta que el Reductor con menores requerimientos de *damping*.
 - El ciclo de trabajo máximo para el cual existe comportamiento de fase mínima es mayor en el Súper Reductor con bobinas acopladas que en el Súper Reductor sin acoplamiento.
 - El acoplamiento de los inductores en el Súper Reductor permite reducir rizados, y por tanto, tamaño de componentes. Sin embargo, también puede producir el efecto indeseable de trasladar los polos complejos conjugados $p_{3,4}$ hacia el semiplano derecho, reduciendo la estabilidad relativa del convertidor. El diseñador, a la hora de seleccionar el nivel de acoplamiento entre los inductores, debe buscar una solución de compromiso entre rizados y estabilidad.

Capítulo 4

Conclusiones finales del proyecto

4 Conclusiones finales del proyecto

Este capítulo está destinado a recopilar todas las conclusiones expuestas y desarrolladas a lo largo de este proyecto fin de carrera, las cuales pueden dividirse en dos grandes grupos: Conclusiones respecto a la comparativa en términos estáticos y conclusiones respecto a la comparativa en términos dinámicos.

Conclusiones respecto a la comparativa en términos estáticos

- El rizado de la corriente de entrada en el Reductor depende del valor del condensador C_1 y de la potencia consumida en la carga P_o . Sin embargo, en el Súper Reductor, el valor que adopten estos parámetros es irrelevante respecto al mismo rizado.
- El valor medio de corriente por la bobina L_2 siempre es menor en el Súper Reductor, tanto más cuanto mayor sea el ciclo de trabajo.
- Para que los dos convertidores presenten el mismo rizado en la corriente de salida, la inductancia L_2 del Reductor debe ser el paralelo de las inductancias L_1 y L_2 del Súper Reductor.
- Las expresiones (2.23), (2.35) y (2.36) permiten determinar de manera rápida y concisa qué convertidor de los analizados en este proyecto permite ahorrar en tamaño de bobinas, y por tanto, en tamaño de componentes. La expresión (2.23) compara los tamaños de las bobinas en los convertidores Súper Reductor frente al Reductor, la (2.35) el Súper Reductor con bobinas acopladas frente al Súper Reductor sin acoplamiento, y la (2.36) el Súper Reductor con bobinas acopladas frente al Reductor.
- El Súper Reductor optimiza el tamaño de sus bobinas cuando las especificaciones de rizado de la corriente de entrada y de salida presentan valores similares (en torno al $\pm 10\%$). Sin embargo, el Súper Reductor con bobinas acopladas lo hace cuando trabaja con el mismo valor de inductancia en sus dos inductores. En estos dos supuestos, respectivamente, siempre ahorran en tamaño de bobinas respecto al Reductor.

- El Súper Reductor permite acoplar sus dos inductores en un único núcleo magnético, lo cual contribuye a reducir los rizados y por consiguiente el tamaño de los componentes magnéticos. El acoplamiento brinda la oportunidad de conseguir rizado de corriente nulo en cualquiera de las dos bobinas (teóricamente, en la práctica siempre existirá un cierto rizado). Sin embargo, el acoplamiento, por un lado puede trasladar los polos hacia el semiplano derecho, lo cual supone una pérdida de estabilidad relativa del sistema. Y por otro lado, aumenta la sensibilidad de los rizados de corriente respecto a la dispersión en el valor del factor de acoplamiento. De esta forma, una pequeña desviación en el valor de diseño del factor de acoplamiento puede incrementar considerablemente los rizados de corriente previstos.

Conclusiones respecto a la comparativa en términos dinámicos

- En el Reductor, el filtro de entrada limita el ancho de banda alcanzable por el convertidor. Sin embargo, el Súper Reductor, gracias a que tiene la capacidad de evitar los polos complejos conjugados en el semiplano derecho, se puede alcanzar un ancho de banda elevado.
- El Súper Reductor puede llegar a comportarse, teóricamente, como un convertidor Reductor de 2º orden (figura 3.23) sin necesidad de utilizar unos valores del filtro de entrada L_1C_1 pequeños, a través de unos valores adecuados de las inductancias (expresión 3.20). No obstante, es muy difícil conseguirlo debido a las tolerancias que presentan los valores de diseño de las bobinas y debido a que la variación de la tensión de entrada hace que cambie el valor del punto de operación del ciclo de trabajo.
- Respecto al *damping*: Ayuda a solventar problemas relacionados con la dinámica, aumentando la estabilidad relativa y en ancho de banda alcanzable por el convertidor. Sin embargo, introduce pérdidas, peso y tamaño, lo cual supone una algo muy negativo en algunos tipos de aplicaciones, como son las espaciales donde el tamaño y peso del convertidor son muy relevantes. Se ha demostrado que, para unas especificaciones dadas, el Súper Reductor puede conseguir la misma respuesta que el Reductor con menores requerimientos de *damping*.

- El acoplamiento de los inductores en el Súper Reductor permite reducir rizados, y por tanto, tamaño de componentes. Sin embargo, también puede producir el efecto indeseable de trasladar los polos complejos conjugados $p_{3,4}$ hacia el semiplano derecho, reduciendo la estabilidad relativa del convertidor. El diseñador, a la hora de seleccionar el nivel de acoplamiento entre los inductores, debe buscar una solución de compromiso entre rizados y estabilidad.

Capítulo 5

Estudio Económico

5 Estudio Económico

Este capítulo está dedicado al estudio económico de este Proyecto Fin de Carrera. El presupuesto total del proyecto se corresponde con el coste de desarrollo de ingeniería, el cual consta de las siguientes partes: desarrollo teórico, realización de hojas de cálculo en MATHCAD y MATLAB, las simulaciones realizadas con el programa PSIM® y el tiempo dedicado a la redacción del presente documento.

5.1 Coste del desarrollo de ingeniería

En la tabla 5.1 se muestra el número total de horas dedicadas a la actividad de ingeniería. Se ha tenido en cuenta que una hora de esta actividad se valora en torno a los 35€/IVA. Sin embargo, dado que a lo largo de la realización del proyecto se ha invertido gran cantidad de tiempo en adquirir conocimientos necesarios para el desarrollo del mismo, el precio antes marcado se reduce hasta los 20€/IVA.

ACTIVIDAD	PRECIO NETO (€ / HORA)	Nº HORAS DEDICADAS	COSTE (€)
Desarrollo teórico	20	350	7.000
Implementación de la hoja de cálculo	20	100	2.000
Simulaciones	20	70	1.400
Redacción de la memoria	20	220	4.400
TOTAL		740	14.800

Tabla 5.1: Costes correspondientes al desarrollo de ingeniería

5.2 Presupuesto

El presupuesto final, tras la evaluación de los costes y aplicado el IVA correspondiente, queda como recoge la tabla 5.2.

ACTIVIDAD	COSTE (€)
Desarrollo de ingeniería	14.800
TOTAL NETO	14.800
I.V.A. (18%)	2.664
TOTAL	17.464

Tabla 5.2: Presupuesto final del proyecto

El presupuesto total del proyecto asciende a la cantidad de **diecisiete mil cuatrocientos sesenta y cuatro euros**.

Anexos

Anexo 1

Obtención de las formulas de los valores medios y rizados

Convertidor Reductor

El esquemático del convertidor Reductor es el siguiente:

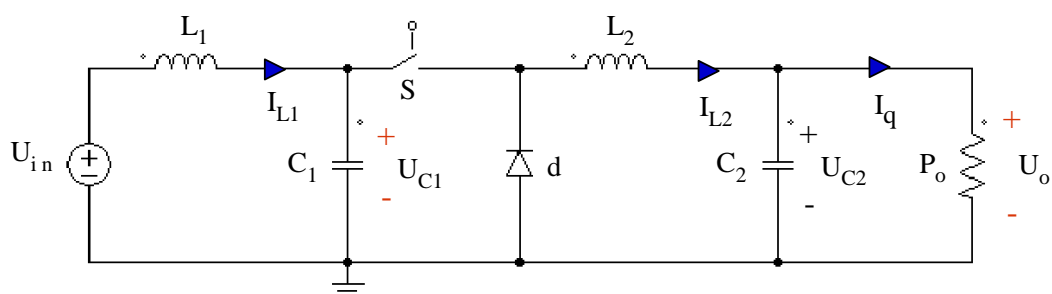


Figura A1.1: Esquemático del convertidor Reductor

Las señales en régimen permanente son:

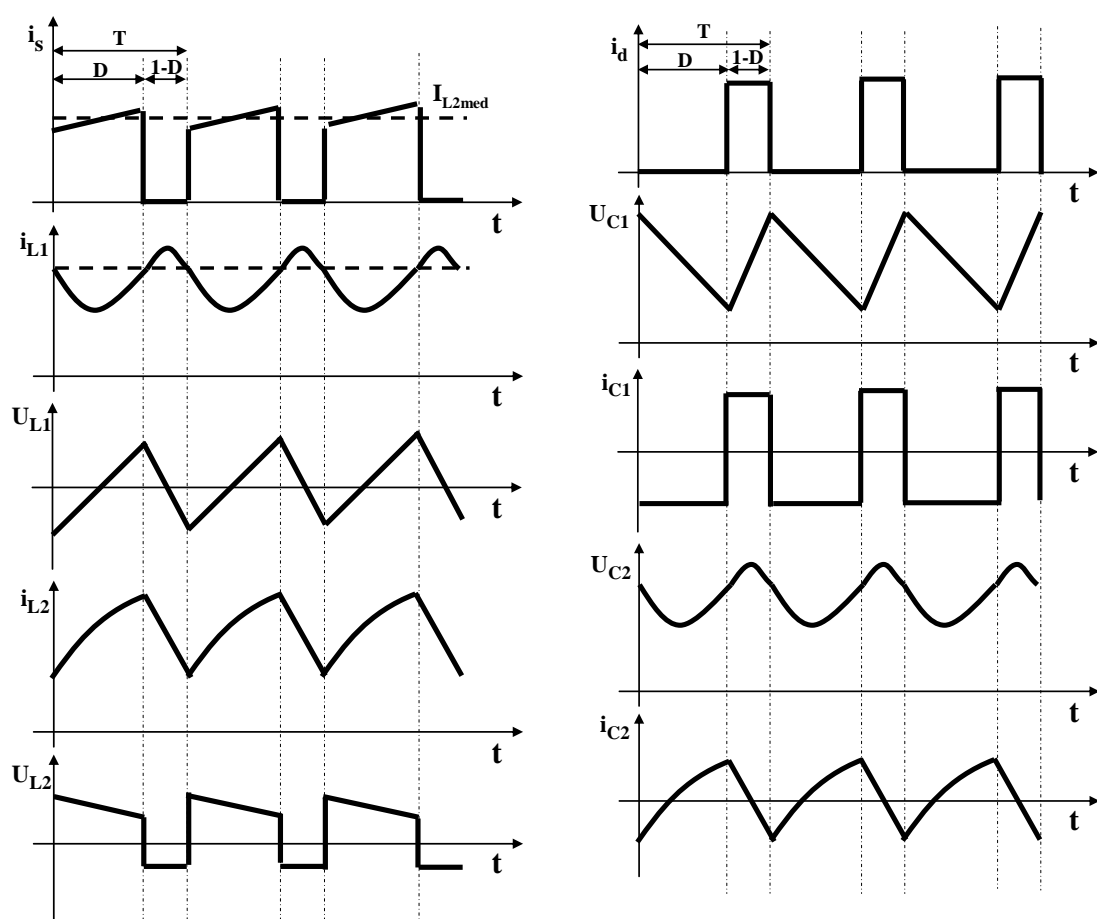


Figura A1.2: Señales en régimen permanente en el convertidor Reductor

Valor medio y rizado de corriente en la bobina L_1

Valor medio

$$i_{L1}(t) = i_{C1}(t) + i_S(t) \Rightarrow I_{L1\ med} = I_{S\ med} = \frac{1}{T} \int_0^{\text{ton}} i_S(t) dt = \frac{1}{T} (I_{L2\ med} t_{on}) = \frac{P_o}{U_{in}}$$

Rizado

$$\Delta I_{L1} = I_{L1_ton} \left(\frac{t_{on}}{2} \right) + I_{L1_toff} \left(\frac{t_{off}}{2} \right)$$

Expresiones de la corriente de la bobina en función de tiempo:

$$i_{L1_ton}(t) = \frac{1}{L_1} \int u_{L1_ton}(t) dt = \frac{1}{L_1} \int \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{U_{in} U_o C_1} t dt = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{L_1 U_{in} U_o C_1} \frac{t^2}{2}$$

$$i_{L1_toff}(t) = \frac{1}{L_1} \int u_{L1_toff}(t) dt = \frac{1}{L_1} \int \frac{P_o}{U_{in} C_1} t dt = \frac{P_o}{L_1 U_{in} C_1} \frac{t^2}{2}$$

Con:

$$\Delta U_{L1} = \Delta U_{C1}$$

$$u_{L1_ton}(t) = \frac{\Delta U_{C1}}{t_{on}} t = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{U_{in} U_o C_1} t$$

$$u_{L1_toff}(t) = \frac{\Delta U_{C1}}{t_{off}} t = \frac{P_o}{U_{in} C_1} t$$

Sustituyendo:

$$\Delta I_{L1} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{2 L_1 U_{in} U_o C_1} \left(\frac{t_{on}}{2} \right)^2 + \frac{P_o}{2 L_1 U_{in} C_1} \left(\frac{t_{off}}{2} \right)^2 = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{8 C_1 f^2 U_{in}^2} \left(\frac{1}{L_1} \right)$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C_1

Valor medio

$$U_{in} = U_{L1\ med} + U_{C1\ med} \Rightarrow U_{C1\ med} = U_{in}$$

Rizado

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{toff} i_{C1_toff}(t) dt = \frac{I_{C1_toff} t_{off}}{C_1}$$

Aproximación:

$$i_{L1_toff}(t) = i_{C1_toff}(t) \Rightarrow I_{C1_toff} \approx I_{L1\ med}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} I_{L1\ med} t_{off} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$$

Valor medio y rizado de corriente en la bobina L₂

Valor medio

$$i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + I_q(t) \rightarrow I_{L2\ med} = I_{q\ med} = \frac{P_o}{U_o}$$

Rizado

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{L2_toff}}{L_2} t_{off} = \frac{U_o}{L_2} t_{off} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right)$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C₂

Valor medio

$$U_{C2\ med} = U_o$$

Rizado

$$\Delta U_{C2} = \frac{\Delta Q_{C2}}{C_2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C2}(t) dt = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_{C2}}{2}$$

Aproximación:

$$i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + I_q(t) \quad \text{si } I_q \approx Cte \Rightarrow \Delta I_{C2} \approx \Delta I_{L2}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_{L2}}{2} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right)$$

Convertidor Súper Reductor

El esquemático del convertidor Súper Reductor es el siguiente:

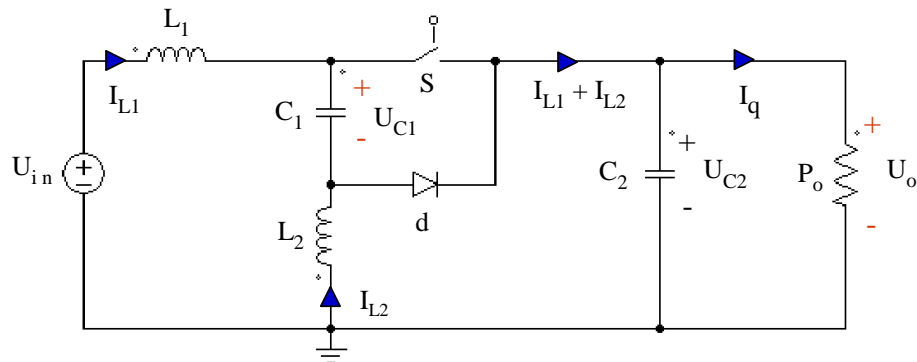


Figura A1.3: Esquemático del convertidor Súper Reductor

Las señales en régimen permanente son:

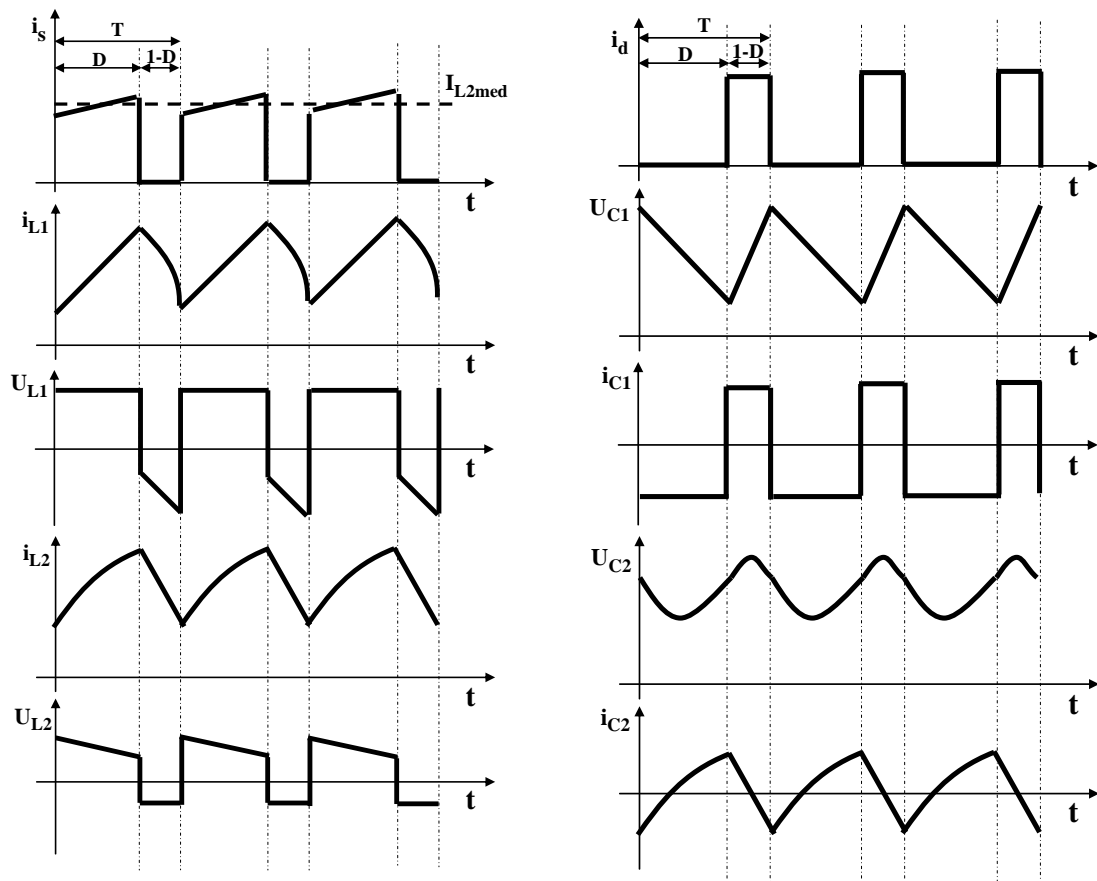


Figura A1.4: Señales en régimen permanente en el convertidor Súper Reductor

Valor medio y rizado de corriente en la bobina L_1

Valor medio

$$P_{in} = P_o \Rightarrow U_{in} I_{L1\ med} = P_o \Rightarrow I_{L1\ med} = \frac{P_o}{U_{in}}$$

Rizado

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{L1_ton}}{L_1} t_{on} = \frac{U_{in} - U_o}{L_1} t_{on} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} \right)$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C₁

Valor medio

$$U_{in} = U_{L1\ med} + U_{C1\ med} \Rightarrow U_{C1\ med} = U_{in}$$

Rizado

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_{off}} i_{C1_toff}(t) dt = \frac{I_{C1_toff} t_{off}}{C_1}$$

Aproximación:

$$i_{L1_toff}(t) = i_{C1_toff}(t) \Rightarrow I_{C1_toff} \approx I_{L1\ med}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} I_{L1\ med} t_{off} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$$

Valor medio y rizado de corriente en la bobina L₂

Valor medio

$$i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = i_q(t) + i_{C2}(t) \Rightarrow I_{L2\ med} = I_{q\ med} - I_{L1\ med} = \frac{P_o}{U_o} - \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right)$$

Rizado

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{L2_toff}}{L_2} t_{off} = \frac{U_o}{L_2} t_{off} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{f U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right)$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C₂

Valor medio

$$U_{C2\ med} = U_o$$

Rizado

$$\Delta U_{C2} = \frac{\Delta Q_{C2}}{C_2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C2}(t) dt = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_{C2}}{2}$$

Aproximación:

$$i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + I_q(t) \quad \text{si } I_q \approx \text{Cte} \Rightarrow \Delta I_{C2} \approx \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})}{2} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$$

Convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas

El esquemático del Súper Reductor con bobinas acopladas es el siguiente:

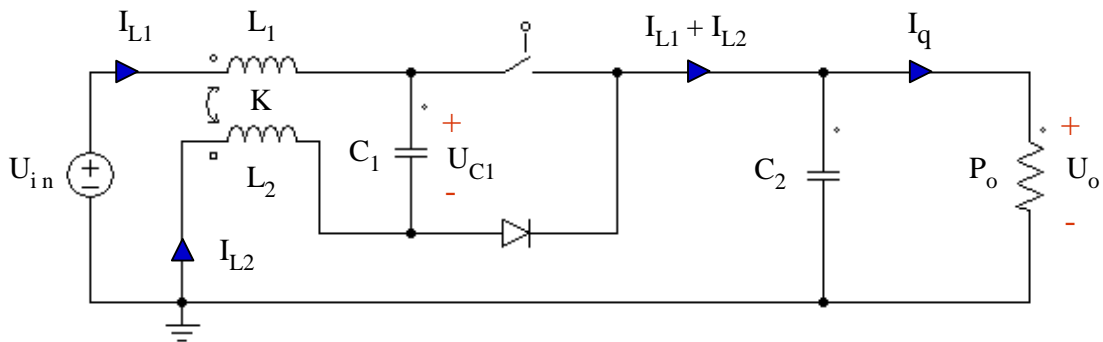


Figura A1.5: Esquemático del convertidor SR. Acoplado

La relación entre el factor de acoplamiento e inductancia mutua L_m se corresponde con la formula:

$$K = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Las señales en régimen permanente son las mismas que para el Súper Reductor.

Valores medios y rizados de corriente en las bobina L_1 y L_2

Valores medios

$$P_{in} = P_o \Rightarrow U_{in} I_{L1\ med} = P_o \Rightarrow I_{L1\ med} = \frac{P_o}{U_{in}}$$

$$i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = i_q(t) + i_{C2}(t) \Rightarrow I_{L2\ med} = I_{q\ med} - I_{L1\ med} = \frac{P_o}{U_o} - \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right)$$

Rizados

En t_{on} :

$$U_{L1_ton} = U_{in} - U_o = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{on}} + L_m \frac{\Delta I_{L2}}{t_{on}} \Rightarrow L_m \Delta I_{L2} = t_{on} (U_{in} - U_o) - L_1 \Delta I_{L1}$$

En t_{off} :

$$U_{L2_toff} = U_o = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{off}} + L_m \frac{\Delta I_{L1}}{t_{off}} \Rightarrow L_m \Delta I_{L1} = t_{off} U_o - L_2 \Delta I_{L2}$$

Resolviendo y sustituyendo la inductancia mutua en función del factor de acoplamiento.

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_2 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_2 - K \sqrt{L_1 L_2})}{f U_{in} L_1 L_2 (1 - K^2)}$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C_1

Valor medio

$$U_{in} = U_{L1\ med} + U_{C1\ med} \Rightarrow U_{C1\ med} = U_{in}$$

Rizado

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{toff} i_{C1_toff}(t) dt = \frac{I_{C1_toff} t_{off}}{C_1}$$

Aproximación:

$$i_{L1_toff}(t) = i_{C1_toff}(t) \Rightarrow I_{C1_toff} \approx I_{L1\ med}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} I_{L1\ med} t_{off} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$$

Valor medio y rizado de tensión en el condensador C₂

Valor medio

$$U_{C2\ med} = U_o$$

Rizado

$$\Delta U_{C2} = \frac{\Delta Q_{C2}}{C_2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C2}(t) dt = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_{C2}}{2}$$

Aproximación:

$$i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + I_q(t) \quad si \quad I_q \approx Cte \Rightarrow \Delta I_{C2} \approx \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$$

Sustituyendo:

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})}{2} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 + L_2 - 2K\sqrt{L_1 L_2})}{8 f^2 U_{in} C_2 L_1 L_2 (1 - K^2)}$$

Anexo 2

Obtención de las expresiones que relacionan los tamaños relativos entre los componentes de los convertidores

Expresión que relaciona los tamaños entre L_{2_R} y L_{2_SR} (expresión 2.22)

La relación entre los picos de energía que debe almacenar cada convertidor en su bobina L_2 se corresponde con la siguiente expresión:

$$\frac{E_{L2_SRP}}{E_{L2_RP}} = \frac{\frac{1}{2} L_{2_SR} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \left(1 + \frac{\zeta_{L2_SR}}{2} \right) \right]^2}{\frac{1}{2} L_{2_R} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 + \frac{\zeta_o}{2} \right) \right]^2}$$

Donde ζ_{L2_SR} representa el tanto por uno respecto al valor medio de corriente que circula por la bobina L_2 en el Súper Reductor. Al no coincidir la corriente por esta bobina ni con la corriente de entrada ni con la corriente de salida, es preciso obtener su expresión analítica. Como ya se ha mencionado:

$$\Delta I_{o_SR} = \Delta I_{L1_SR} + \Delta I_{L2_SR}$$

Y sustituyendo cada rizado en función de su propia especificación:

$$I_{o_SRmed} \zeta_o = I_{in_SRmed} \zeta_{in} + I_{L2_SRmed} \zeta_{L2_SR}$$

Despejando se obtiene la especificación de rizado de corriente en la bobina L_2 .

$$\zeta_{L2_SR} = \frac{I_{o_SRmed} \zeta_o - I_{in_SRmed} \zeta_{in}}{I_{L2_SRmed}} = \frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{U_{in} - U_o}$$

Sustituyendo el valor de las inductancias en función de la especificaciones de trabajo.

$$\begin{aligned} \Delta I_{L2_R} &= \zeta_o \frac{P_o}{U_o} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{U_{in} f L_2} & \Rightarrow & L_{2_R} = \frac{U_o^2 (U_{in} - U_o)}{U_{in} f P_o \zeta_o} \\ \Delta I_{L2_SR} &= \zeta_{L2_SR} \frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{U_{in} f L_2} & \Rightarrow & L_{2_SR} = \frac{U_o^2 (U_{in} - U_o)}{U_{in} f P_o \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \zeta_{L2_SR}} \end{aligned}$$

Introduciendo estas expresiones en la formula que relaciona los picos de energía almacenados en cada bobina L_2 , se obtiene la expresión (2.22).

$$\frac{E_{L2_SRP}}{E_{L2_RP}} = \frac{\zeta_o [2(U_o - U_{in}) + U_o \zeta_{in} - U_{in} \zeta_o]^2}{U_{in} (U_{in} \zeta_o - U_o \zeta_{in}) (\zeta_o + 2)^2}$$

Expresión que relaciona los tamaños entre bobinas: Reductor vs. Súper Reductor (expresión 2.23)

La relación entre los picos de energía que debe almacenar cada convertidor en sus bobinas se corresponde con la siguiente expresión:

$$\frac{E_{SRP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{1}{2} L_{1_SR} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2} L_{2_SR} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \left(\frac{\zeta_{L2_SR}}{2} + 1 \right) \right]^2}{\frac{1}{2} L_{1_R} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2} L_{2_R} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1 \right) \right]^2}$$

Sustituyendo las inductancias en función de las especificaciones de trabajo, la especificación de rizado de corriente en la bobina L_2 del Súper Reductor según se ha visto en el epígrafe anterior, y operando convenientemente, se obtiene la expresión (2.23). Las inductancias L_1 se muestran a continuación, y las inductancias L_2 quedan recogidas en el epígrafe anterior.

$$\Delta I_{L1_R} = \zeta_{in} \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{P_o (U_{in} - U_o)}{8 U_{in}^2 f^2 L_1 C_1} \Rightarrow L_{1_R} = \frac{(U_{in} - U_o)}{8 C_1 \zeta_{in} U_{in} f^2}$$

$$\Delta I_{L1_SR} = \zeta_{in} \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{U_{in} f L_1} \Rightarrow L_{1_SR} = \frac{U_o (U_{in} - U_o)}{P_o f \zeta_{in}}$$

Finalmente:

$$\frac{E_{SRP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{U_o \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2}{\zeta_{in}} + \frac{[2(U_{in} - U_o) + \zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o]^2}{4 (\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)}}{\frac{P_o}{8 C_1 f U_{in} \zeta_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{U_{in} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1 \right)^2}{\zeta_o}}$$

Expresión que relaciona los tamaños entre bobinas: Súper Reductor vs. Súper Reductor Acoplado (expresión 2.35)

La relación entre los picos de energía que debe almacenar cada convertidor en sus bobinas se corresponde con la siguiente expresión:

$$\frac{E_{SRA_P}}{E_{SRP}} = \frac{\frac{1}{2} L_{1_SRA} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2} L_{2_SRA} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \left(\frac{\zeta_{L2_SR}}{2} + 1 \right) \right]^2}{\frac{1}{2} L_{1_SR} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2} L_{2_SR} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \left(\frac{\zeta_{L2_SR}}{2} + 1 \right) \right]^2}$$

Sustituyendo la especificación de rizado de la bobina L_2 del Súper Reductor y cada inductancia en función de las especificaciones de trabajo:

$$\Delta I_{L1_SRA} = \zeta_{in} \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_2 - K \sqrt{L_1 L_2})}{U_{in} f L_1 L_2 (1 - K^2)} \Rightarrow L_{1_SRA} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (\lambda - K \sqrt{\lambda})}{P_o \Psi_{in} f \lambda (1 - K^2)}$$

$$\Delta I_{L2_SRA} = \zeta_{in} \frac{P_o}{U_{in}} = \frac{U_o (U_{in} - U_o) (L_1 - K \sqrt{L_1 L_2})}{U_{in} f L_1 L_2 (1 - K^2)} \Rightarrow L_{2_SRA} = \frac{U_o^2 (U_{in} - U_o) (1 - K \sqrt{\lambda})}{U_{in} f P_o \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \zeta_{L2_SR} (1 - K^2)}$$

Operando convenientemente, se obtiene la expresión (2.35).

$$\frac{E_{SRA_P}}{E_{SRP}} = \frac{\frac{(\lambda - K \sqrt{\lambda})}{\lambda (1 - K^2)} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{\zeta_{in} (U_{in} - U_o)^2 (1 - K \sqrt{\lambda})}{U_o (\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o) (1 - K^2)} \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1 \right]^2}{\left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{\zeta_{in} (U_{in} - U_o)^2}{U_o (\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o) \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1 \right]^2}}$$

Donde λ se corresponde con:

$$\lambda = \frac{L_{2_SRA}}{L_{1_SRA}}$$

Y el factor de acoplamiento con la expresión:

$$\frac{\Delta I_{in_SRA}}{\Delta I_{o_SRA}} = \frac{\Psi_{in} \frac{P_o}{U_{in}}}{\Psi_o \frac{P_o}{U_o}} = \frac{\frac{U_o (U_{in} - U_o) (\lambda - K \sqrt{\lambda})}{U_{in} f L_{2_SRA} (1 - K^2)}}{\frac{U_o (U_{in} - U_o) (\lambda + 1 - 2 K \sqrt{\lambda})}{U_{in} f L_{2_SRA} (1 - K^2)}} \Rightarrow K = \frac{U_{in} \zeta_o \lambda - U_o \zeta_{in} (1 + \lambda)}{\sqrt{\lambda} (U_{in} \zeta_o - 2 U_o \zeta_{in})}$$

Expresión que relaciona los tamaños entre bobinas: Reductor vs. Súper Reductor Acoplado (expresión 2.36)

La relación entre los picos de energía que debe almacenar cada convertidor en sus bobinas se corresponde con la siguiente expresión:

$$\frac{E_{SRAP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{1}{2}L_{1-SRA} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2}L_{2-SRA} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) \left(\frac{\zeta_{L2-SR}}{2} + 1 \right) \right]^2}{\frac{1}{2}L_{1-R} \left[\frac{P_o}{U_{in}} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{2}L_{2-R} \left[\frac{P_o}{U_o} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1 \right) \right]^2}$$

Sustituyendo la especificación de rizado de la bobina L_2 del Súper Reductor por su expresión obtenida anteriormente, cada inductancia en función de las especificaciones de trabajo, y operando convenientemente, se obtiene la expresión (2.36).

$$\frac{E_{SRAP}}{E_{RP}} = \frac{\frac{(\lambda - K\sqrt{\lambda})}{\lambda(1-K^2)} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{\zeta_{in}(U_{in} - U_o)^2(1-K\sqrt{\lambda})}{U_o(\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o)(1-K^2)} \left[\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{2(U_{in} - U_o)} + 1 \right]^2}{\frac{P_o}{8C_1 f U_{in} U_o} \left(\frac{\zeta_{in}}{2} + 1 \right)^2 + \frac{\zeta_{in} U_{in}}{\zeta_o U_o} \left(\frac{\zeta_o}{2} + 1 \right)^2}$$

Anexo 3

Resumen de formulas del capítulo 2 (comparativa estática)

	Convertidor Reductor	Convertidor Súper Reductor	Convertidor SR. Acoplado
ΔI_{L1}	$\frac{P_o (U_{in} - U_o)}{8 L_1 C_1 f^2 U_{in}^2}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{L_1 f U_{in}}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o) (\lambda - K \sqrt{\lambda})}{L_1 f U_{in} \lambda (1 - K^2)}$
ΔI_{L2}	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{L_2 f U_{in}}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{L_2 f U_{in}}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o) (1 - K \sqrt{\lambda})}{L_2 f U_{in} (1 - K^2)}$
ΔU_{C1}	$\frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$	$\frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$	$\frac{P_o (U_{in} - U_o)}{C_1 f U_{in}^2}$
ΔU_{C2}	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_2} \right)$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{8 C_2 f^2 U_{in}} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o) (1 + \lambda - 2 K \sqrt{\lambda})}{8 f^2 U_{in} C_2 L_2 (1 - K^2)}$

Tabla A3.1: Resumen de las formulas que permiten conocer el valor de los rizados de corriente y tensión en las bobinas y condensadores respectivamente

	Convertidor Reductor	Convertidor Súper Reductor	Convertidor SR. Acoplado
λ	-	-	$\lambda = \frac{L_2}{L_1}$
K	-	-	$\frac{U_{in} \zeta_o \lambda - U_o \zeta_{in} (1 + \lambda)}{\sqrt{\lambda} (U_{in} \zeta_o - 2 U_o \zeta_{in})}$
ζ_{L2}	ζ_o	$\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{U_{in} - U_o}$	$\frac{\zeta_o U_{in} - \zeta_{in} U_o}{U_{in} - U_o}$
L_1	$\frac{(U_{in} - U_o)}{8 \zeta_{in} C_{1-R} f^2 U_{in}}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o)}{P_o \zeta_{in} f}$	$\frac{U_o (U_{in} - U_o) (\lambda - K \sqrt{\lambda})}{P_o \zeta_{in} f \lambda (1 - K^2)}$
L_2	$\frac{U_o^2 (U_{in} - U_o)}{P_o \zeta_o f U_{in}}$	$\frac{U_o^2 (U_{in} - U_o)}{P_o \zeta_{L2} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) f U_{in}}$	$\frac{U_o^2 (U_{in} - U_o) (1 - K \sqrt{\lambda})}{P_o \zeta_{L2} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}} \right) f U_{in} (1 - K^2)}$

Tabla A3.2: Resumen de las formulas de todos los parámetros que intervienen en la comparativa energética en condiciones estáticas realizada en la capítulo 2

Anexo 4

Obtención de funciones de transferencia (FDT)

El presente anexo está destinado a la obtención de todas las funciones de transferencia que se utilizan a lo largo del proyecto. Para lo cual, se parte del esquema eléctrico linealizado y perturbado respecto al punto de trabajo (modelo en pequeña señal) y sólo se expone el desarrollo matemático para la consecución de las mismas. Los pasos previos están debidamente explicados en el capítulo 3 destinado a la comparativa en términos dinámicos. Las funciones de transferencia de la planta de los convertidores se calculan en modo corriente y relacionan la corriente en la salida con el ciclo de trabajo.

Planta del convertidor Reductor sin filtro de entrada (expresión 3.3)

El esquema eléctrico de la planta del Reductor sin filtro de entrada linealizado y perturbado respecto al punto de trabajo de trabajo se muestra en la figura A4.1.

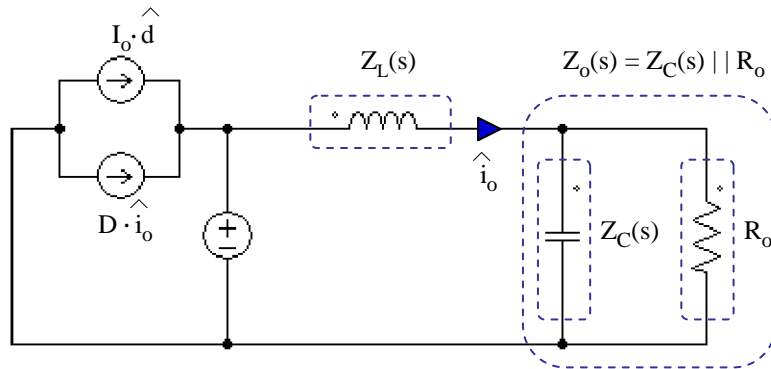


Figura A4.1: Modelo en pequeña señal del Reductor sin filtro de entrada

El esquema simplificado se muestra en la siguiente figura.

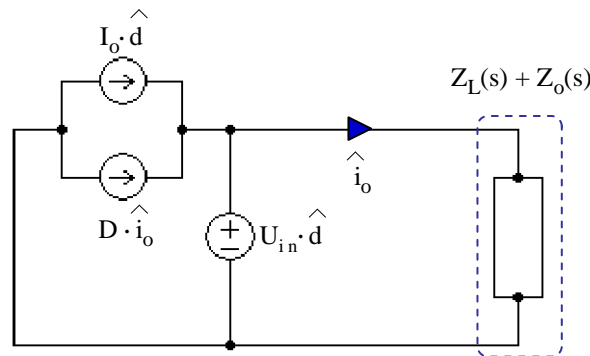


Figura A4.2: Modelo en pequeña señal simplificado del Reductor sin filtro de entrada

La obtención de la función de transferencia en modo corriente es inmediata aplicando la ley Ohm en el circuito de la figura A4.2.

$$\frac{U_{in} \hat{d}}{\hat{i}_o} = Z_L(s) + Z_o(s) \quad \Rightarrow \quad G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{in}}{Z_L(s) + Z_o(s)}$$

Planta del convertidor Reductor (expresión 3.6)

El esquema eléctrico de la planta del Reductor linealizado y perturbado respecto al punto de trabajo de trabajo se muestra en la figura A4.3.

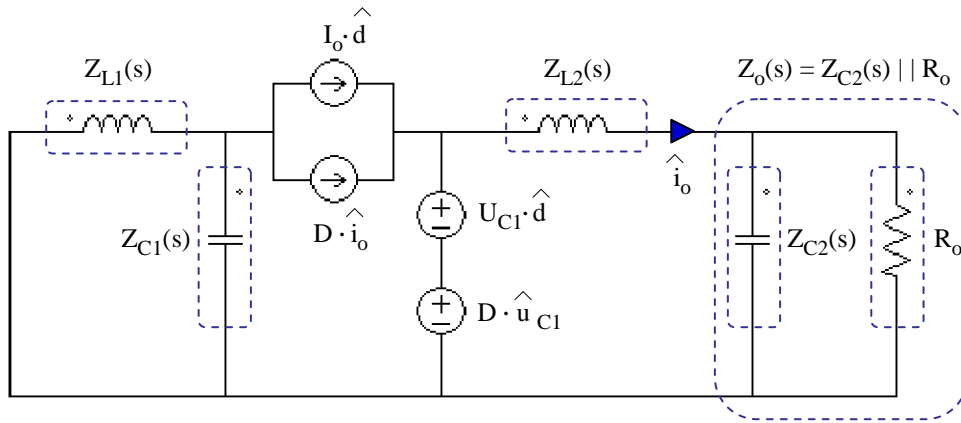


Figura A4.3: Modelo en pequeña señal del Reductor

El esquema simplificado se muestra en la siguiente figura.

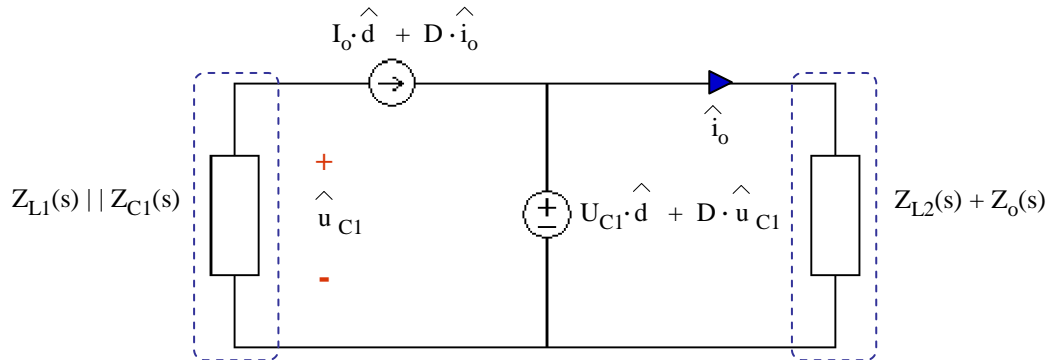


Figura A4.4: Modelo en pequeña señal simplificado del Reductor

Las expresiones a partir de las cuales se obtiene la función de transferencia en modo corriente se muestran a continuación.

$$\hat{i}_o = \frac{U_{C1} \hat{d} + D \hat{u}_{C1}}{Z_{L2}(s) + Z_o(s)} \quad (1)$$

$$\hat{u}_{C1} = -\left(I_o \hat{d} + D \hat{i}_o\right)(Z_{L1}(s) // Z_{L2}(s)) \quad (2)$$

Introduciendo (2) en (1) y despejando se obtiene la relación buscada.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{C1}Z_{C1}(s) + U_{C1}Z_{L1}(s) - DI_oZ_{C1}(s)Z_{L1}(s)}{Z_o(s)Z_{C1}(s) + Z_o(s)Z_{L1}(s) + Z_{C1}(s)Z_{L2}(s) + Z_{L1}(s)Z_{L2}(s) + D^2Z_{C1}(s)Z_{L1}(s)}$$

Planta del convertidor Súper Reductor (expresión 3.7)

El esquema eléctrico de la planta del Súper Reductor linealizado y perturbado respecto al punto de trabajo de trabajo se muestra en la figura A4.5.

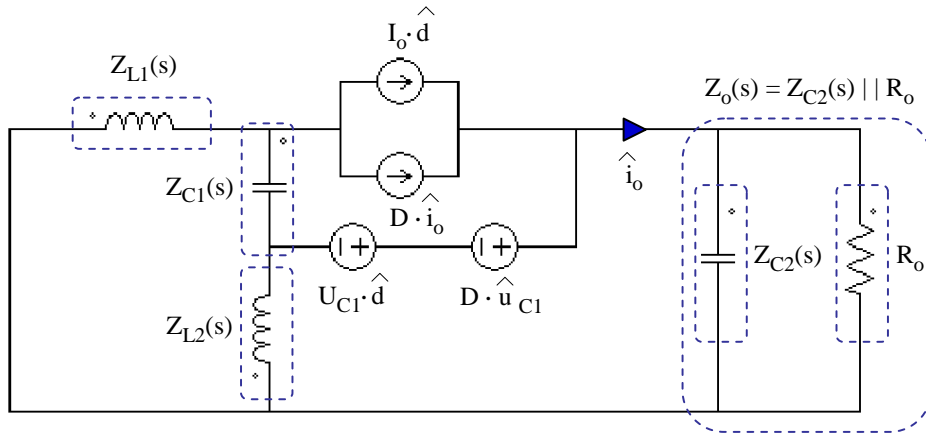


Figura A4.5: Modelo en pequeña señal del Súper Reductor

El esquema simplificado se muestra en la siguiente figura.

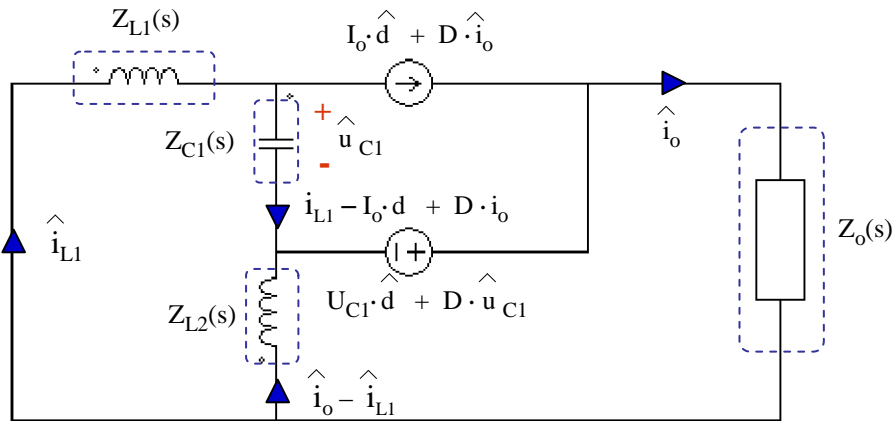


Figura A4.6: Modelo en pequeña señal simplificado del Súper Reductor

Las expresiones a partir de las cuales se obtiene la función de transferencia en modo corriente se muestran a continuación.

$$D\hat{u}_{C1} + U_{C1}\hat{d} = Z_o(s)\hat{i}_o + Z_{L2}(s)\left(\hat{i}_o - \hat{i}_{L1}\right) \quad (1)$$

$$Z_{L1}(s)\hat{i}_{L1} = Z_{L2}(s)\left(\hat{i}_o - \hat{i}_{L1}\right) - \hat{u}_{C1} \quad (2)$$

$$\hat{u}_{C1} = Z_{C1}(s)\left(\hat{i}_{L1} - I_o\hat{d} + D\hat{i}_o\right) \quad (3)$$

En proceso seguido para la obtención de la función de transferencia en modo corriente se explica a continuación. Se utilizan las ecuaciones (2) y (3) para calcular la corriente por la bobina L_1 perturbada \hat{i}_{L1} y la tensión en el condensador C_1 perturbada \hat{u}_{C1} , en función de: los parámetros que definen el punto de trabajo: la corriente de salida perturbada \hat{i}_o y el ciclo de trabajo perturbado \hat{d} . Los resultados se llevan a la ecuación (1) de donde se despeja la relación buscada.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{C1}[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] + I_o Z_{C1}(s)[Z_{L2}(s) - DZ_{L1}(s) - DZ_{L2}(s)]}{Z_{L2}(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] + Z_o(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] - 2DZ_{L2}(s)Z_{C1}(s) + D^2Z_{C1}(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)]}$$

Planta del convertidor Súper Reductor Acoplado (expresión 3.37)

El esquema eléctrico de la planta del convertidor Súper Reductor con bobinas acopladas linealizado y perturbado respecto al punto de trabajo se muestra en la figura A4.7.

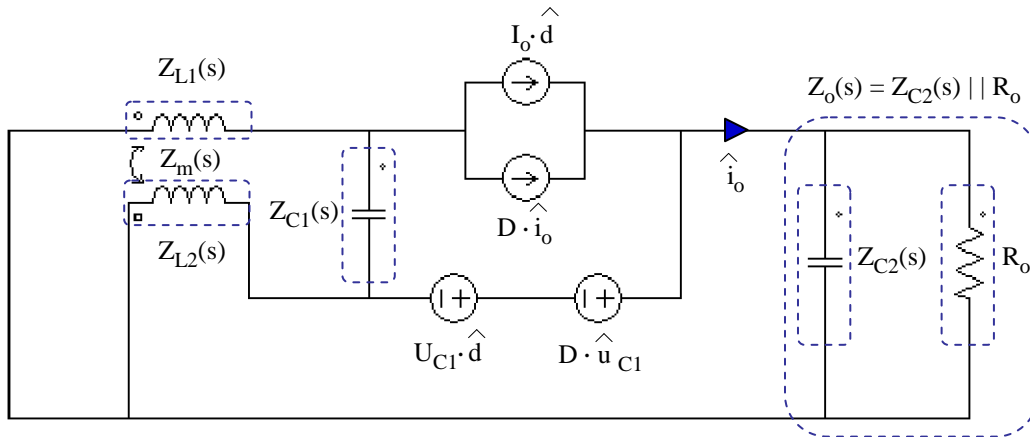


Figura A4.7: Modelo en pequeña señal del SR. Acoplado

Donde Z_m representa la impedancia asociada a la inductancia mutua del acoplamiento. El esquema simplificado se muestra en la siguiente figura.

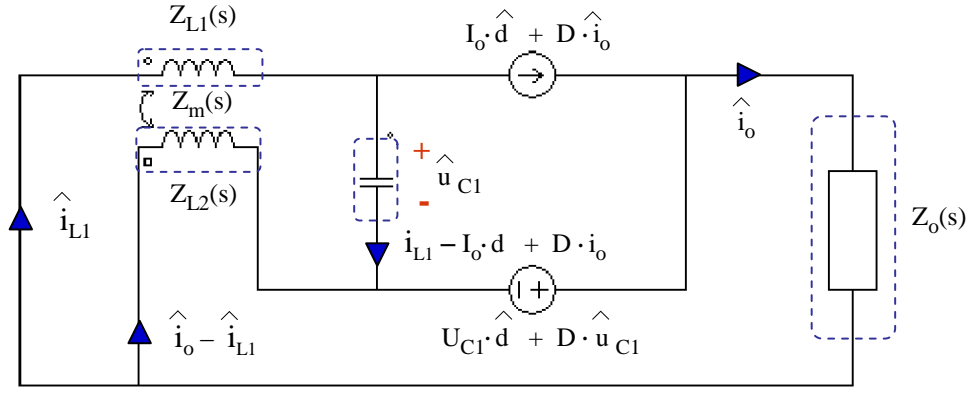


Figura A4.8: Modelo en pequeña señal simplificado del SR. Acoplado

Las expresiones a partir de las cuales se obtiene la función de transferencia en modo corriente se muestran a continuación.

$$D u_{C1} + U_{C1} \hat{d} = Z_o(s) \hat{i}_o + Z_{L2}(s) \left(\hat{i}_o - \hat{i}_{L1} \right) + Z_m(s) \hat{i}_{L1} \quad (1)$$

$$Z_{L1}(s) \hat{i}_{L1} + Z_m(s) \left(\hat{i}_o - \hat{i}_{L1} \right) = Z_{L2}(s) \left(\hat{i}_o - \hat{i}_{L1} \right) + Z_m(s) \hat{i}_{L1} - u_{C1} \quad (2)$$

$$u_{C1} = Z_{C1}(s) \left(\hat{i}_{L1} - I_o \hat{d} + D \hat{i}_o \right) \quad (3)$$

Resolviendo el sistema de forma análoga al caso del Súper Reductor se obtiene la función de transferencia en modo corriente de este convertidor.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_m [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s) - 2Z_m(s)] + I_o Z_{C1}(s) [Z_{L2}(s) - Z_m(s) - DZ_{L1}(s) - DZ_{L2}(s) + 2DZ_m(s)]}{Z_{L2}(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] - Z_m^2(s) + Z_o(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s) - 2Z_m(s)] - 2DZ_{C1}(s)[Z_{L2}(s) - Z_m(s)] + D^2 Z_{C1}(s)[Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) - 2Z_m(s)]}$$

Regulador con red pasiva duplicada (expresiones 3.27 y 3.33)

El esquema para obtener la función de transferencia del regulador se muestra en A4.9.

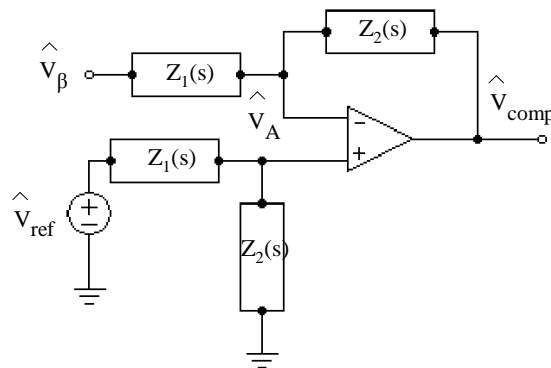


Figura A4.9: Esquema eléctrico del Regulador con red pasiva duplicada

Suponiendo el amplificador operacional ideal, las ecuaciones que permiten obtener la función de transferencia del regulador con red pasiva duplicada son las siguientes:

$$\hat{v}_A = \left(\frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \right) \hat{v}_{ref} \quad (1)$$

$$\frac{\hat{v}_\beta - \hat{v}_A}{Z_1(s)} = \frac{\hat{v}_A - \hat{v}_{comp}}{Z_2(s)} \quad (2)$$

Introduciendo directamente (1) en (2) y operando, se obtiene la expresión buscada.

$$\frac{\hat{v}_{comp}}{\hat{v}_{ref} - \hat{v}_\beta} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

Cuyo diagrama de bloques se enseña en A4.10.

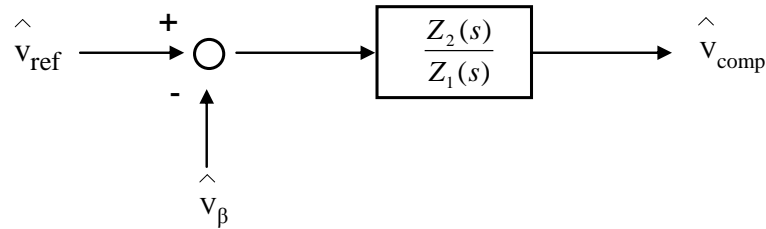


Figura A4.10: Diagrama de bloques del regulador con red pasiva duplicada

Regulador sin red pasiva duplicada (expresión 3.30)

El esquema de partida para obtener la función de transferencia se muestra en A4.11.

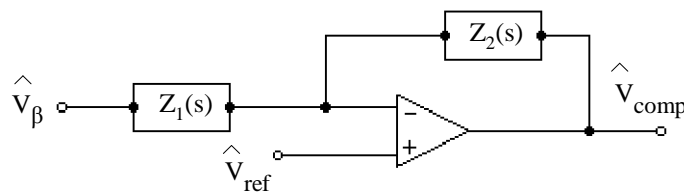


Figura A4.11: Esquema eléctrico del Regulador sin red pasiva duplicada

Suponiendo el amplificador operacional ideal, la ecuación que permite obtener la función de transferencia del regulador sin duplicado de la red pasiva es la siguiente:

$$\frac{\hat{v}_\beta - \hat{v}_{ref}}{Z_1(s)} = \frac{\hat{v}_{ref} - \hat{v}_{comp}}{Z_2(s)}$$

Operando se obtiene la expresión buscada.

$$\hat{v}_{comp} = \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + 1 \right] \hat{v}_{ref} - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \hat{v}_{\beta}$$

Cuyo diagrama de bloques se enseña en la figura A4.12.

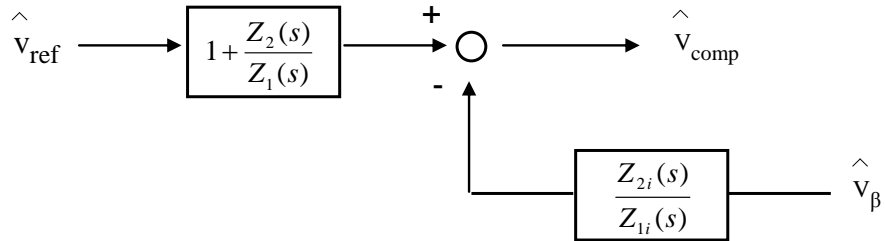


Figura A4.12: Diagrama de bloques del regulador tipo II sin red pasiva duplicada

Anexo 5

Validaciones de las FDT utilizadas a lo largo del proyecto

Este anexo tiene como objeto validar las funciones de transferencia (FDT) de la planta de los convertidores obtenidas en el anexo 4, así como la de los lazos de control en bucle abierto utilizados en el capítulo 3. Para ello, se compara la respuesta en frecuencia obtenida a través de un simulador (PSIM) y de una hoja de cálculo (MATHCAD). Si PSIM dibuja el mismo diagrama de bode que MATHCAD implica que la expresión correspondiente es correcta.

Validación de la FDT de la Planta del Reductor sin filtro de entrada

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.1.

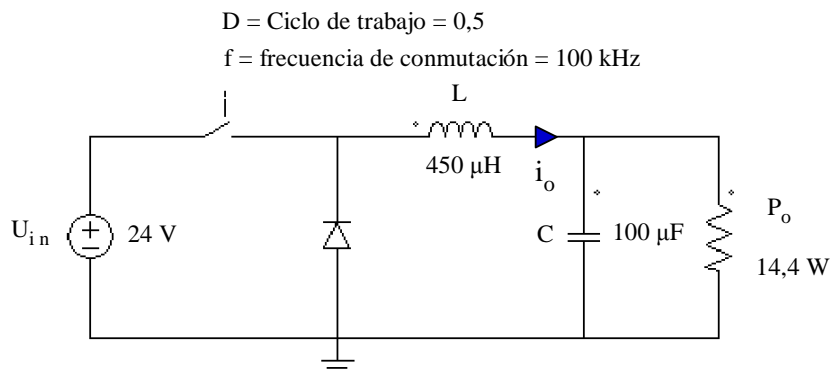


Figura A5.1: Ejemplo de la planta del Reductor sin filtro de entrada para validar su FDT

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.2.

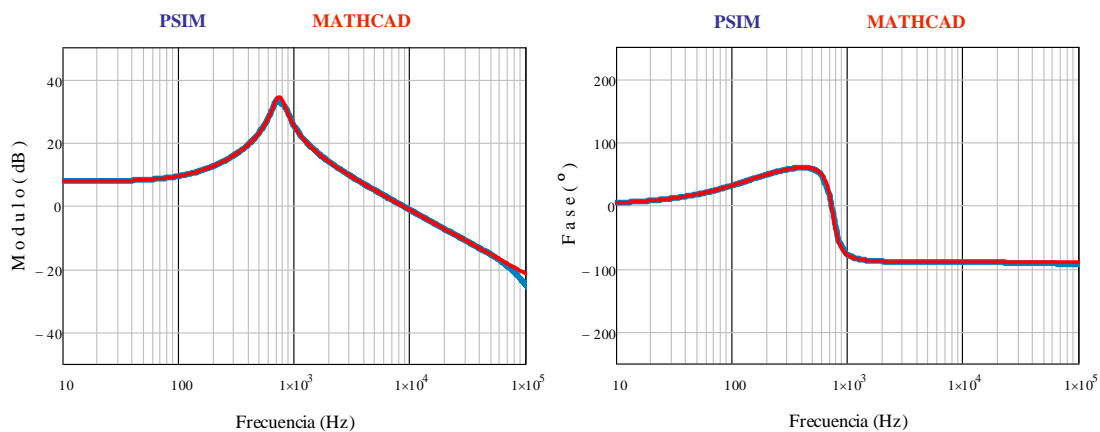


Figura A5.2: Validación de la función de transferencia del Reductor sin filtro de entrada a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT de la Planta del Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.3.

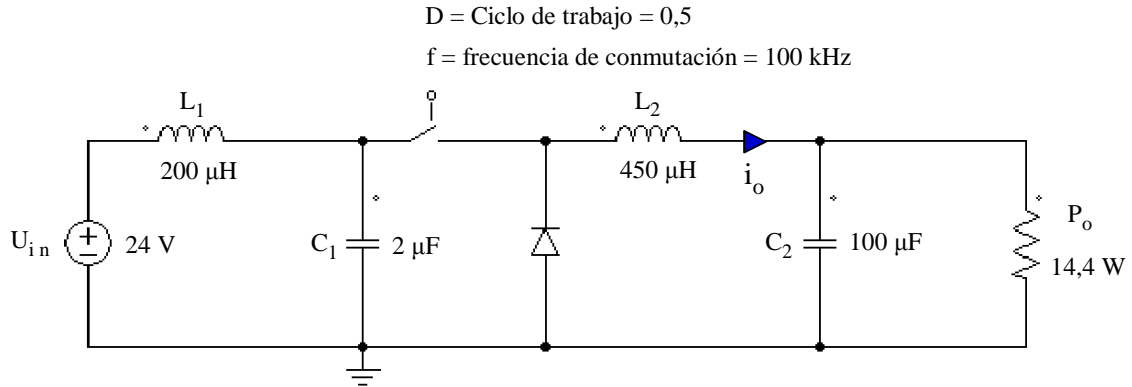


Figura A5.3: Ejemplo de la planta del Reductor para validar su FDT

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.6:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{C1}Z_{C1}(s) + U_{C1}Z_{L1}(s) - DI_oZ_{C1}(s)Z_{L1}(s)}{Z_o(s)Z_{C1}(s) + Z_o(s)Z_{L1}(s) + Z_{C1}(s)Z_{L2}(s) + Z_{L1}(s)Z_{L2}(s) + D^2Z_{C1}(s)Z_{L1}(s)}$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.4.

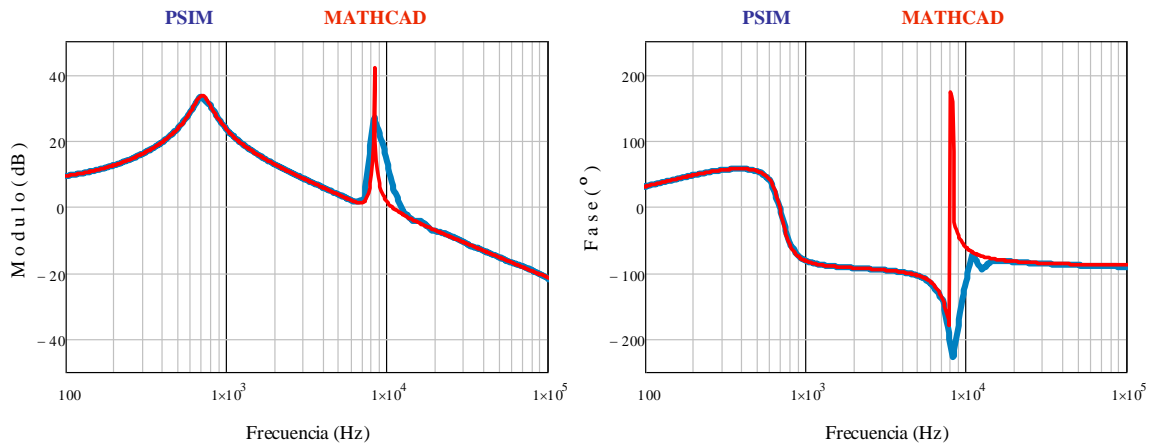


Figura A5.4: Validación de la función de transferencia del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT de la Planta del Súper Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.5.

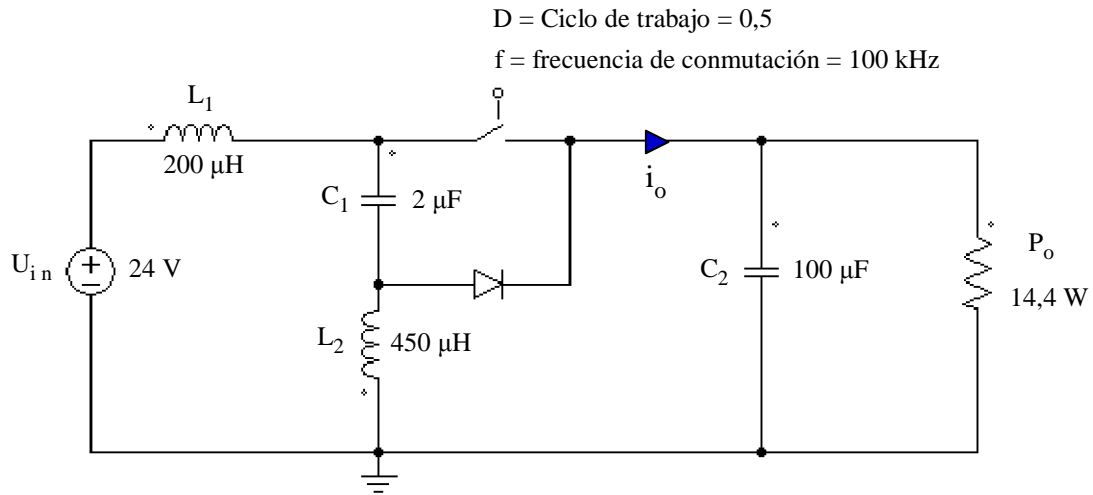


Figura A5.5: Ejemplo de la planta del Súper Reductor para validar su FDT

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.7:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{C1} [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] + I_o Z_{C1}(s) [Z_{L2}(s) - DZ_{L1}(s) - DZ_{L2}(s)]}{Z_{L2}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] + Z_o(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s) + Z_{C1}(s)] - 2DZ_{L2}(s)Z_{C1}(s) + D^2Z_{C1}(s) [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)]}$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.6.

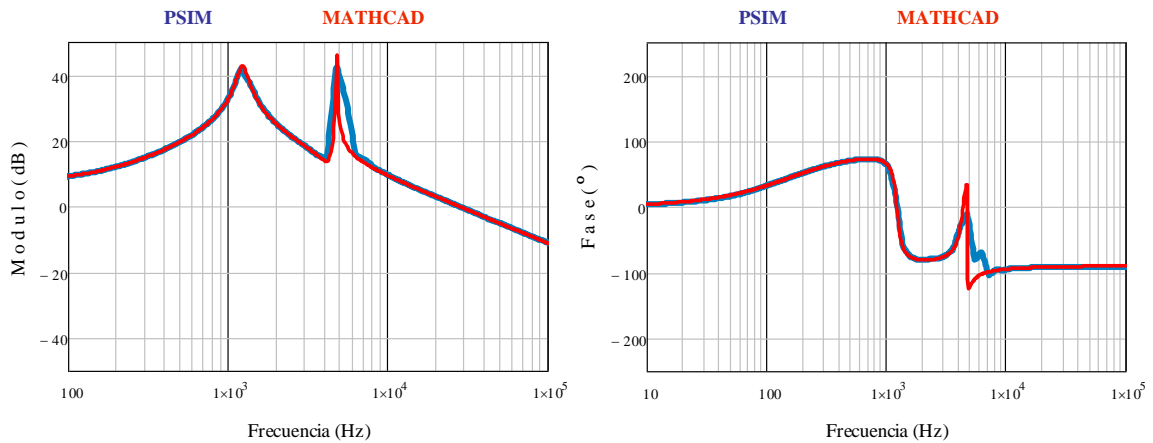


Figura A5.6: Validación de la función de transferencia del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT de la Planta del Súper Reductor Acoplado

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.7.

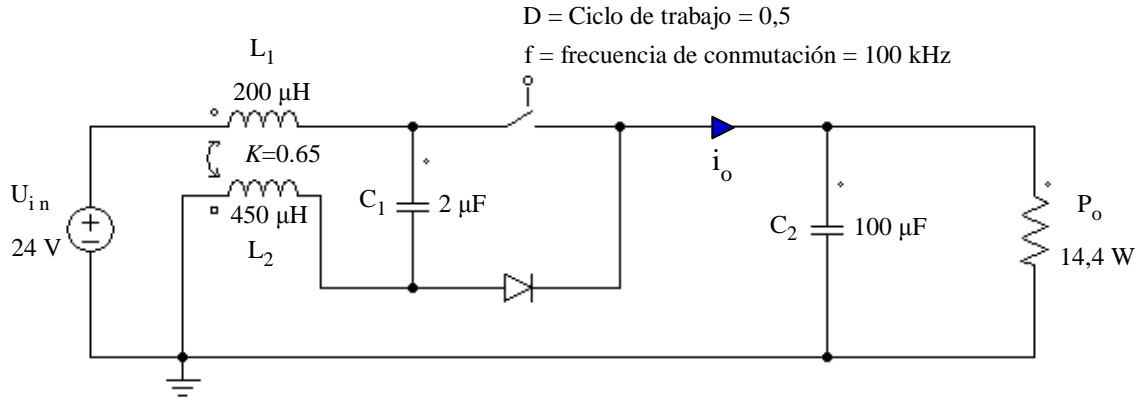


Figura A5.7: Ejemplo de la planta del SR. Acoplado para validar su FDT

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.37:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{U_{in}(Z_{L1} + Z_{L2} + Z_{C1} - 2Z_m) + I_o Z_{C1}(Z_{L2} - Z_m - DZ_{L1} - DZ_{L2} + 2DZ_m)}{Z_{L2}[Z_{L1} + Z_{L2}] - Z_m^2 + Z_o[Z_{L1} + Z_{L2} + Z_{C1} - 2Z_m] - 2DZ_{C1}[Z_{L2} - Z_m] + D^2 Z_{C1}[Z_{L1} + Z_{L2} - 2Z_m]}$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.8.

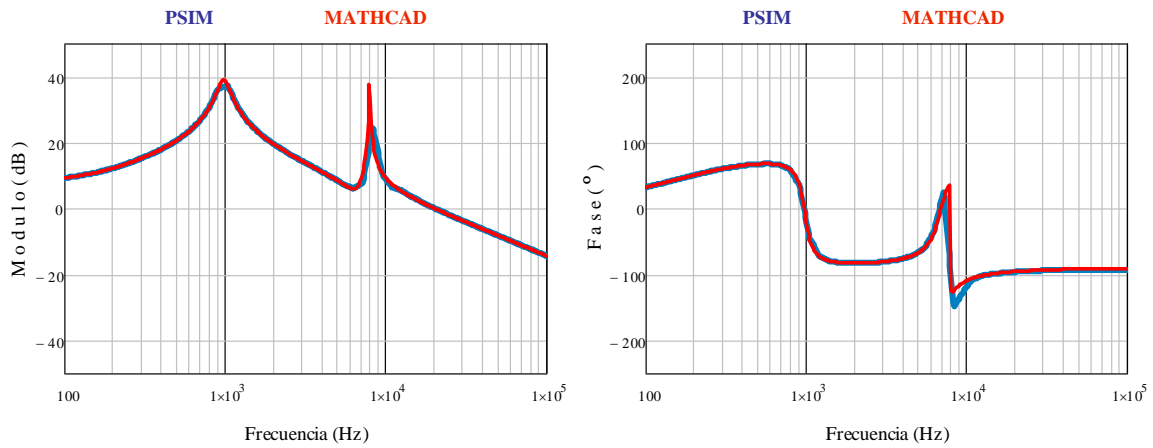


Figura A5.8: Validación de la función de transferencia del SR. Acoplado a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT del lazo interno de corriente en el Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.9.

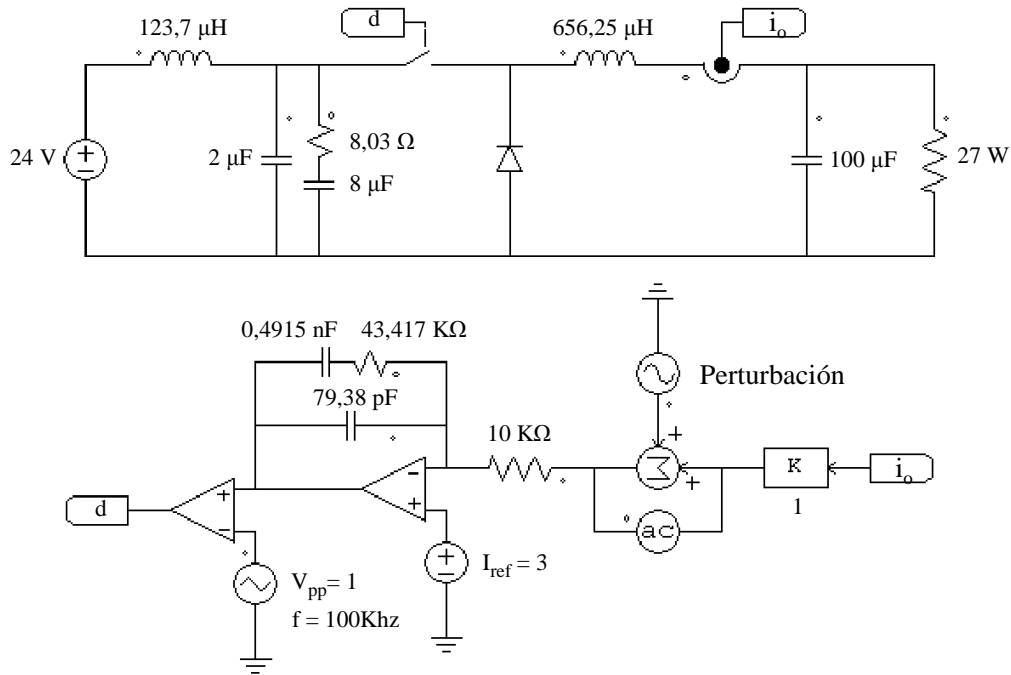


Figura A5.9: Ejemplo del lazo interno de corriente en el Reductor para validar su FDT en bucle abierto

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.29:

$$T_i(s) = R_i(s) G_{\text{mod}}(s) G_{id}(s) K_i(s)$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.10.

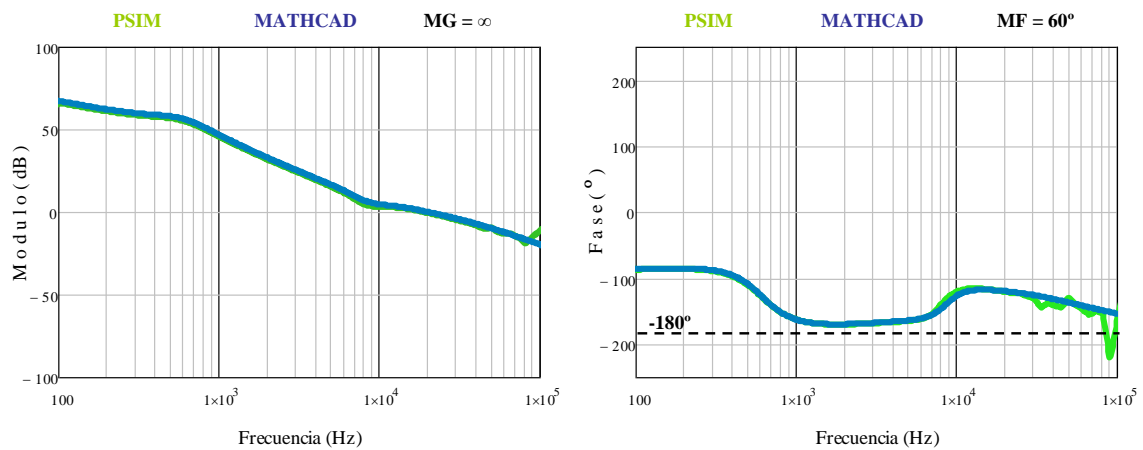


Figura A5.10: Validación de la función de transferencia del lazo abierto de corriente del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT del lazo interno de corriente en el Súper Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.11.

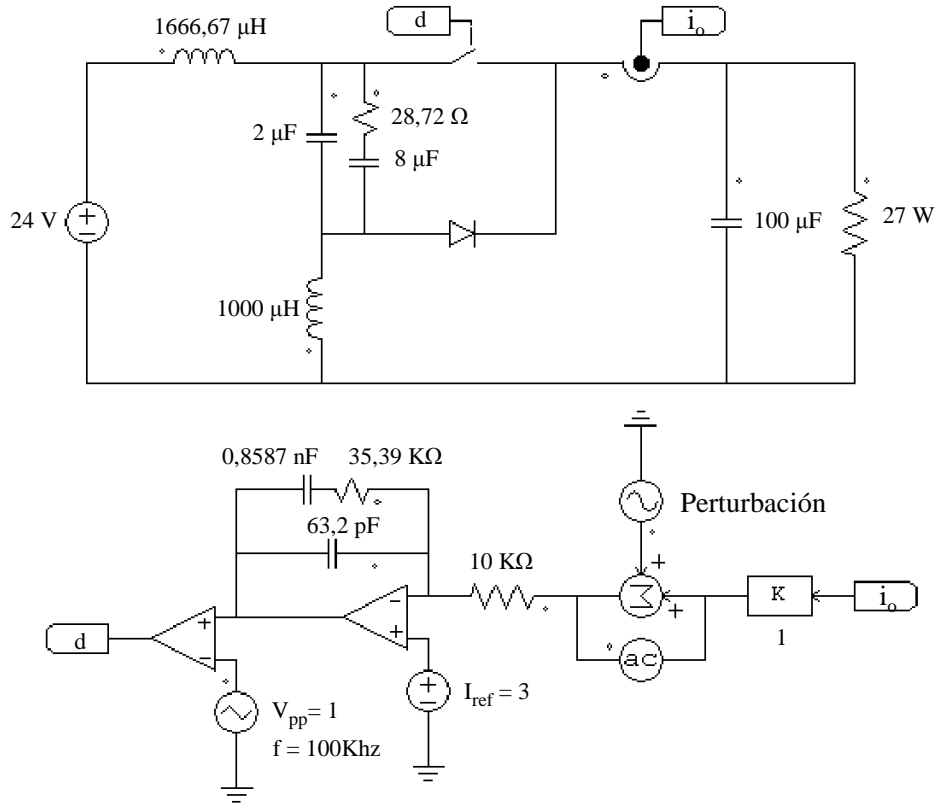


Figura A5.11: Ejemplo del lazo interno de corriente en el Súper Reductor para validar su FDT en bucle abierto

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.29:

$$T_i(s) = R_i(s) G_{\text{mod}}(s) G_{\text{id}}(s) K_i(s)$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.12.

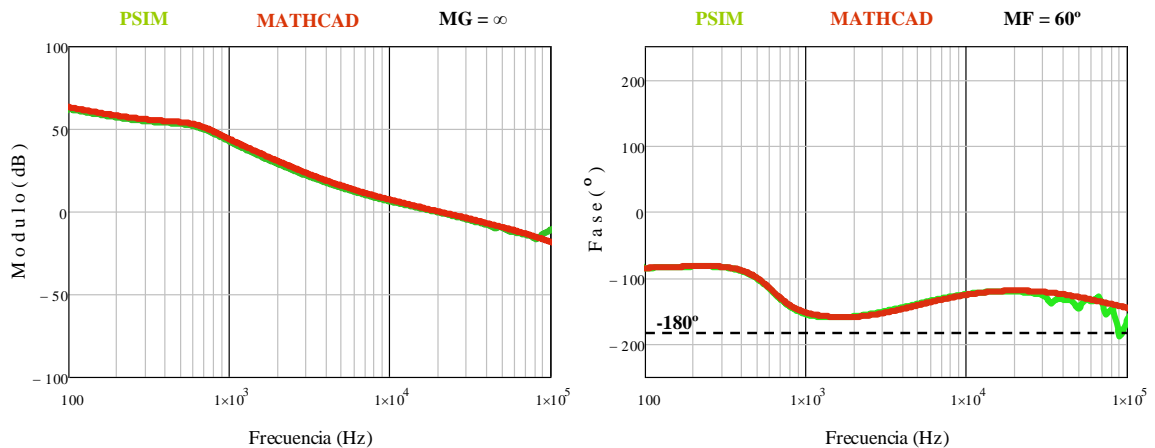


Figura A5.12: Validación de la función de transferencia del lazo abierto de corriente del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT del lazo externo de tensión en el Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.13.

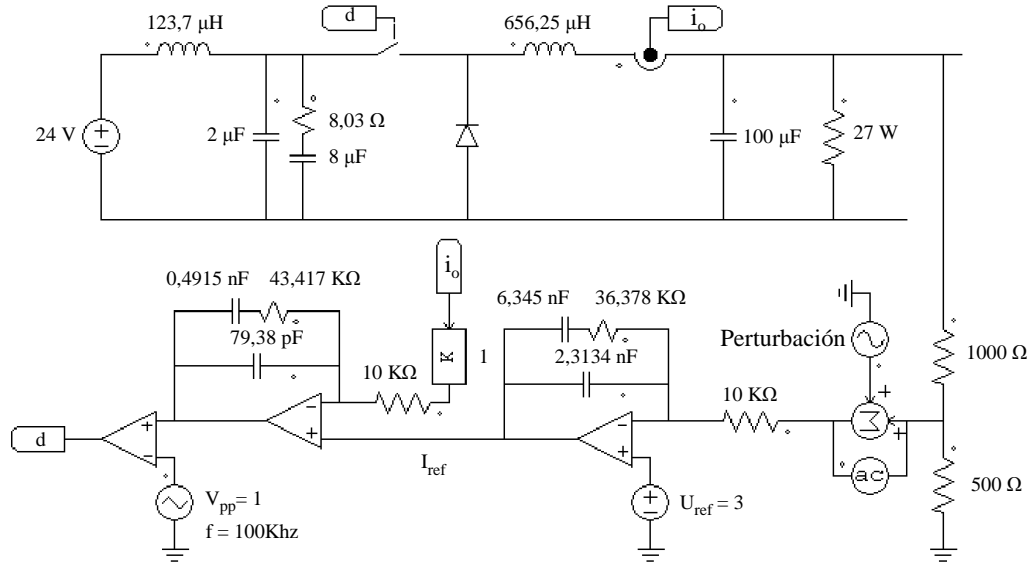


Figura A5.13: Ejemplo del lazo externo de tensión en el Reductor para validar su FDT en bucle abierto

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.35:

$$T_v(s) = G_v(s) K_v(s) R_v(s)$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.14.

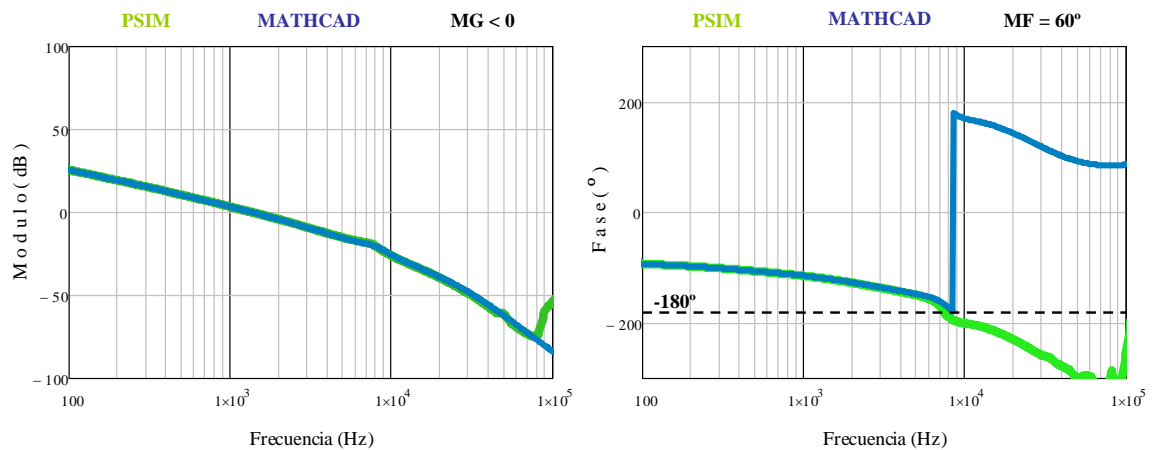


Figura A5.14: Validación de la función de transferencia del lazo abierto de tensión del Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Validación de la FDT del lazo externo de tensión en el Súper Reductor

El ejemplo utilizado para la validación se muestra en A5.15.

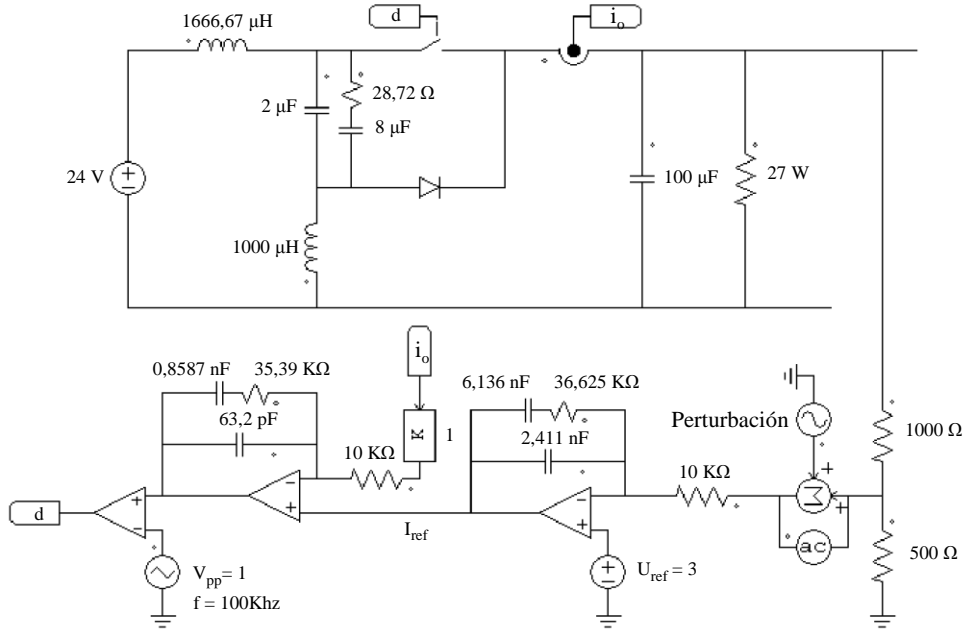


Figura A5.15: Ejemplo del lazo externo de tensión en el Súper Reductor para validar su FDT en bucle abierto

La función de transferencia en modo corriente se corresponde con la expresión 3.35:

$$T_v(s) = G_v(s) K_v(s) R_v(s)$$

La respuesta en frecuencia obtenida en PSIM y MATHCAD se muestra en A5.16.

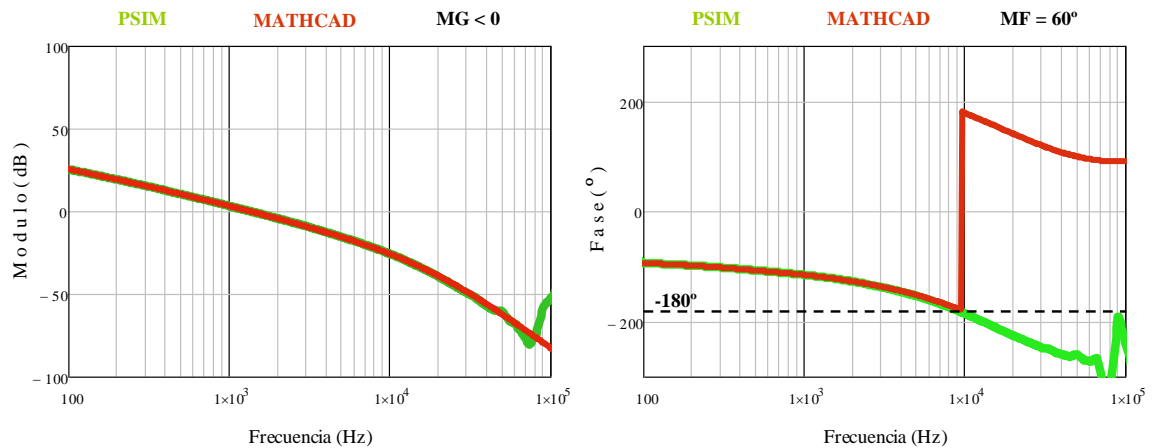


Figura A5.16: Validación de la función de transferencia del lazo abierto de tensión del Súper Reductor a través de la respuesta en frecuencia en PSIM y en MATHCAD

Anexo 6

Análisis del efecto damping en los ejemplos de las tablas 3.1 y 3.2

En primer lugar, se recuerda los parámetros de estos dos ejemplos.

$L_1 (\mu\text{H})$	$L_2 (\mu\text{H})$	$C_1 (\mu\text{F})$	$C_2 (\mu\text{F})$	$R_o (\Omega)$	$U_{in} (\text{V})$	D	$I_o (\text{A})$
200	450	2	100	10	24	0.5	1.2

Tabla A6.1: Ejemplo 1 recogido en la tabla 3.1

$L_1 (\mu\text{H})$	$L_2 (\mu\text{H})$	$C_1 (\mu\text{F})$	$C_2 (\mu\text{F})$	$R_o (\Omega)$	$U_{in} (\text{V})$	D	$I_o (\text{A})$
450	200	2	100	10	24	0.5	1.2

Tabla A6.2: Ejemplo 2 recogido en la tabla 3.2

Los diagramas de bode sin considerar *damping* se dibujan en línea discontinua y considerando *damping* con línea continua. En todo el análisis, se toma un valor de 4 para el parámetro n (expresiones 3.24 y 3.25).

a) Análisis del efecto *damping* para el ejemplo 1 (tabla A6.1)

Las figuras A6.1 y A6.2 muestran, respectivamente, el cambio en la posición de los ceros $Z_{2,3}$ y polos $P_{3,4}$ para el ejemplo 1 al incorporar una rama de amortiguamiento, como la representada en la figura 3.29, en paralelo con el condensador C_1 .

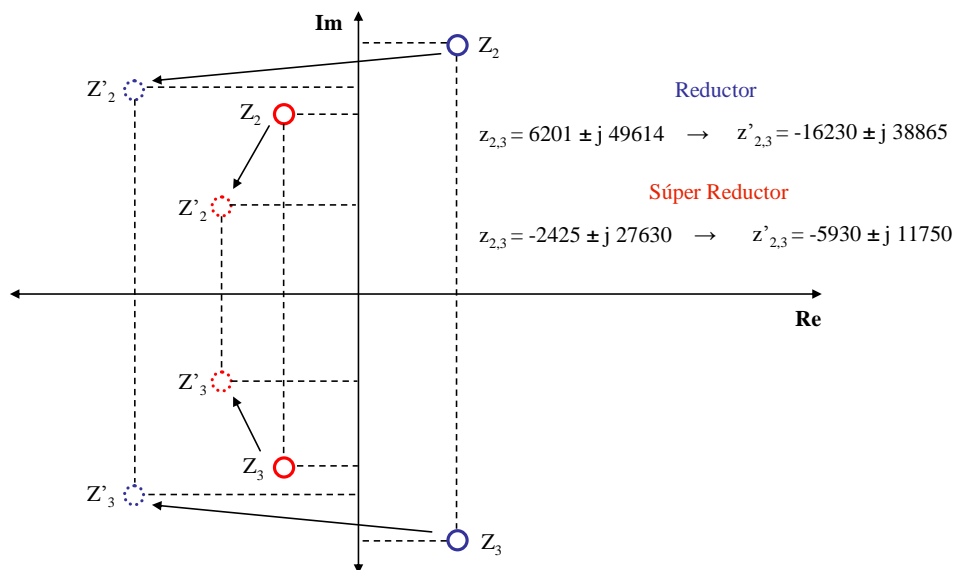


Figura A6.1: Cambio en la ubicación de los ceros $Z_{2,3}$ para el ejemplo 1 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10 \Omega$ y $C_d=8 \mu\text{F}$

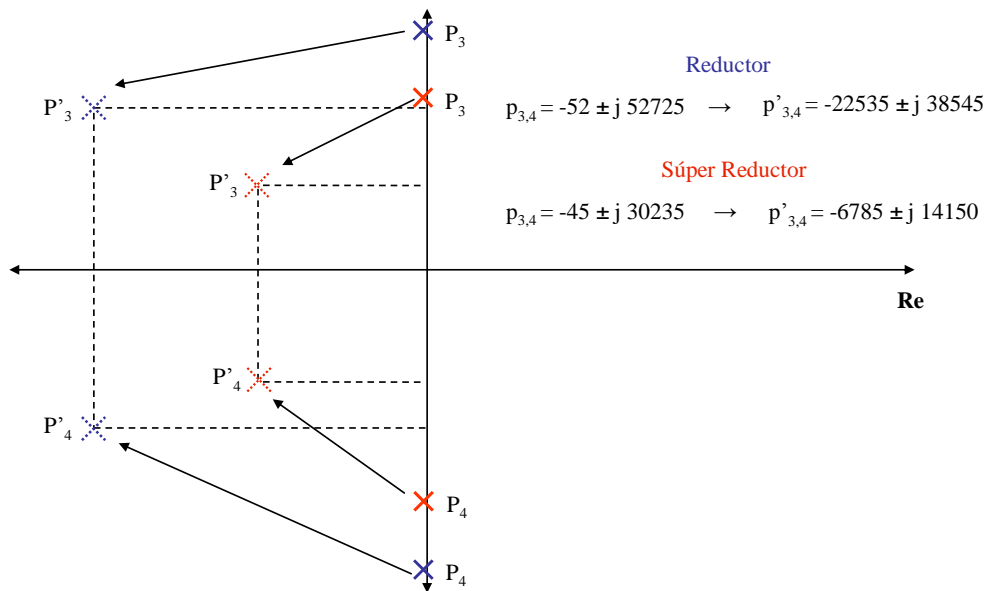


Figura A6.2: Cambio en la ubicación de los polos $P_{3,4}$ para el ejemplo 1 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10 \Omega$ y $C_d=8 \mu F$

Se observa cómo la rama de amortiguamiento consigue un doble efecto. En primer lugar, acercar al eje real los polos y ceros que introduce el filtro LC de entrada, aumentando su factor de amortiguamiento ξ . Y en segundo lugar, en el caso del Reductor, trasladar los ceros complejos conjugados del semiplano izquierdo al derecho, consiguiendo de este modo un comportamiento de fase mínima. Estos dos efectos quedan reflejados en la respuesta en frecuencia que se muestra en la figura A6.3.

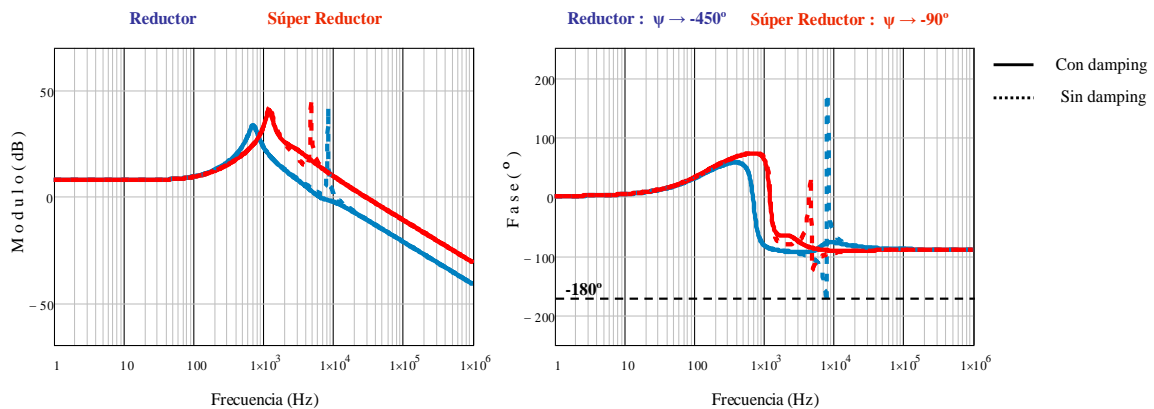


Figura A6.3: Respuesta en frecuencia con y sin Damping para el ejemplo 1. Rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=10 \Omega$ y $C_d=8 \mu F$

b) Análisis del efecto *damping* para el ejemplo 2 (tabla A6.2)

Las figuras A6.4 y A6.5 muestran, respectivamente, el cambio en la posición de los ceros $Z_{2,3}$ y polos $P_{3,4}$ para el ejemplo 2 al incorporar una rama de amortiguamiento, como la representada en la figura 3.29, en paralelo con el condensador C_1 .

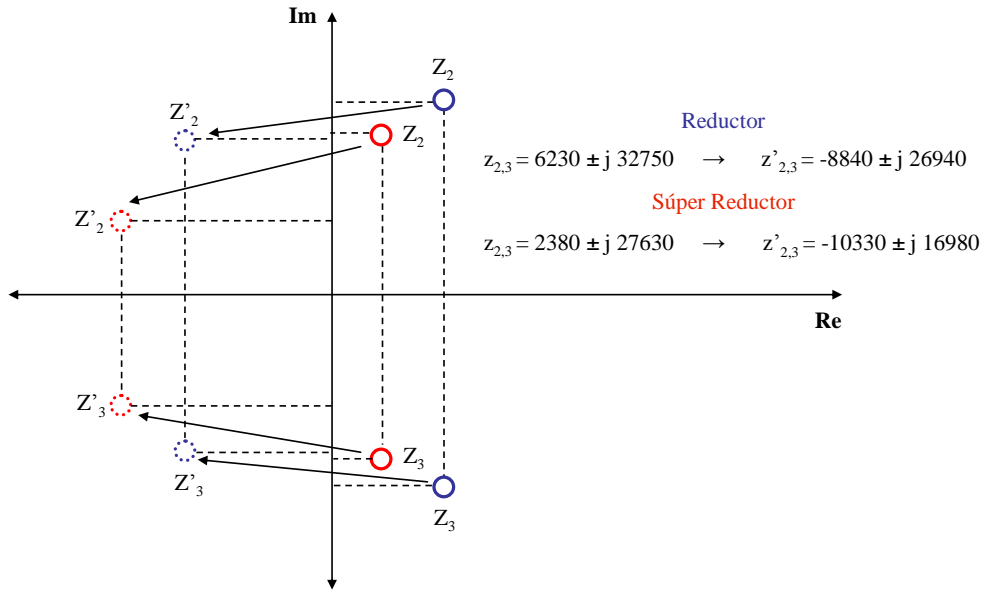


Figura A6.4: Cambio en la ubicación de los ceros $Z_{2,3}$ para el ejemplo 2 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15 \Omega$ y $C_d=8 \mu F$

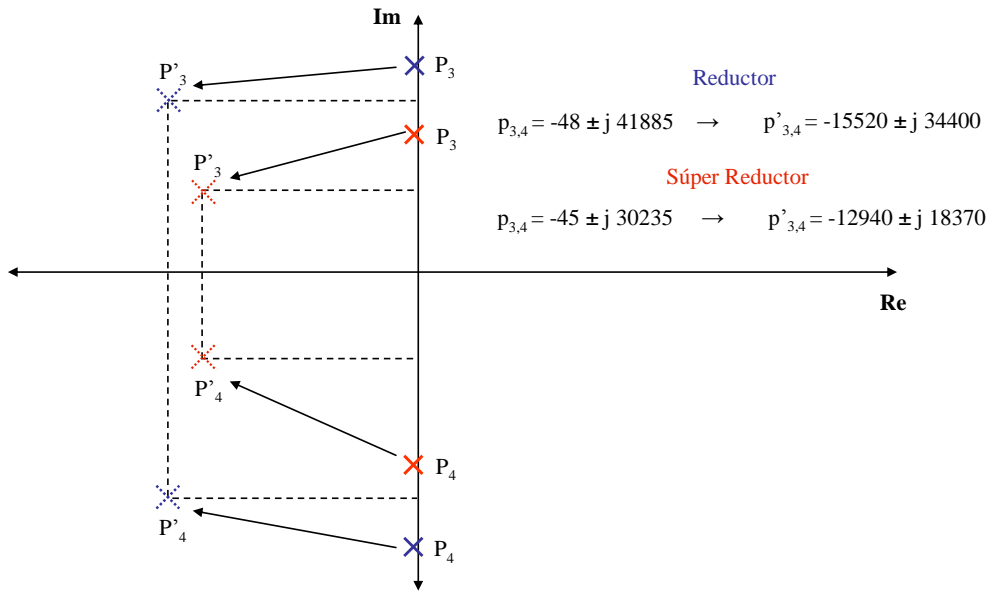


Figura A6.5: Cambio en la ubicación de los polos $P_{3,4}$ para el ejemplo 2 al incorporar rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15 \Omega$ y $C_d=8 \mu F$

Para el ejemplo 2, los dos convertidores se comportan como sistemas de fase no mínima. En los dos casos se consigue un comportamiento de fase mínima al incluir un *damping* adeudado. Sin embargo, en el convertidor Súper Reductor la rama de amortiguamiento resulta más eficiente que en el Reductor, como se aprecia en el diagrama de bode de la figura A6.6.

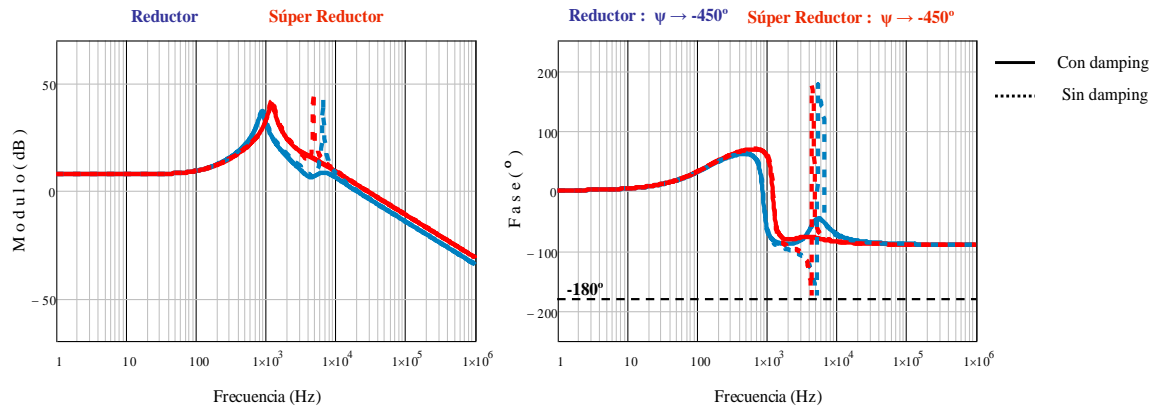


Figura A6.6: Respuesta en frecuencia con y sin Damping para el ejemplo 2. Rama de amortiguamiento con $n=4$: $R_d=15\ \Omega$ y $C_d=8\ \mu F$

El convertidor Reductor no consigue eliminar por completo el efecto de la resonancia introducida por el filtro LC de entrada. Sin embargo, el Súper Reductor lo atenúa prácticamente hasta hacerlo desaparecer.

Anexo 7

Diseño del regulador: Método de la K

El diseño de un regulador consiste en ubicar las frecuencias de los polos y ceros de forma que se cumplan los requisitos de diseño lo mejor posible. Para hacer efectivo el diseño de regulador se usan dos métodos: Método de la K y método de la α y β . Ambas técnicas se basan en el mismo principio: Alejar en mayor o menor medida de la frecuencia de cruce la posición de los polos y ceros del regulador, con objeto de modificar la respuesta en frecuencia del lazo.

Los datos de partida de este método son:

- a) Frecuencia de cruce
- b) Margen de fase
- c) Valor de la resistencia R_1

El procedimiento de cálculo consiste en alejar respecto de la frecuencia de corte una cantidad “K” La frecuencia de los polos, y “1/K” la frecuencia de los ceros. La localización de los polos y ceros tras aplicar este criterio de diseño es la recogida en la figura A7.1.

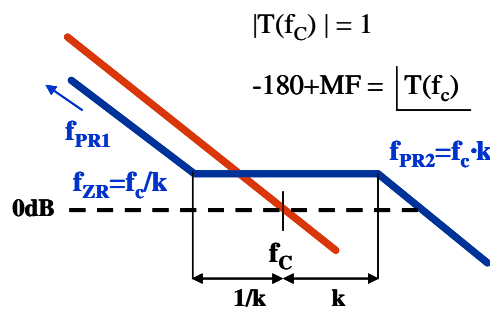


Figura A7.1: Descripción gráfica del método de la K [15]

Las expresiones que rigen el comportamiento del método descrito para un regulador tipo 2 son:

$$K = \tan \left[\frac{1}{2} [MF - \angle TMR(f_c)] \right] \quad (A7.1) \quad \text{Distancia a la frecuencia de cruce del lazo}$$

$$f_{PR2} = f_c K \quad (A7.2) \quad \text{Frecuencia del polo 2}$$

$$f_{ZR} = f_c / K \quad (A7.3) \quad \text{Frecuencia del cero}$$

Donde:

MF: es el margen de fase deseado

TMR (f_c): Es la fase del lazo sin regulador en la frecuencia de corte.

El esquema eléctrico de un regulador tipo II se muestra en la figura A7.2

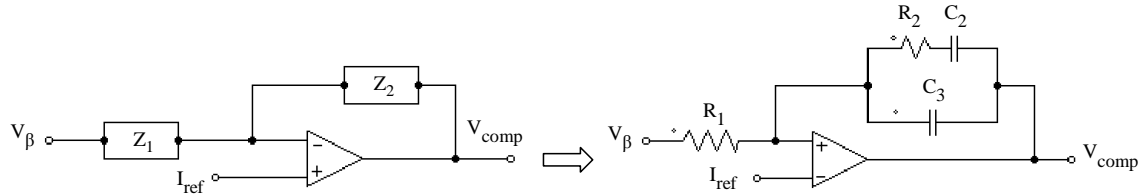


Figura A7.2: Esquema eléctrico de un regulador tipo II

Una vez conocidas las frecuencias en las que se localizan los ceros y polos, se puede calcular el valor de los condensadores y resistencias de las impedancias Z_1 y Z_2 del regulador.

$$C_2 + C_3 = \frac{|TMR(f_c)|}{2\pi f_c R_1} K \quad (A7.4)$$

$$C_3 = \frac{C_2 + C_3}{K^2} \quad (A7.5)$$

$$R_2 = \frac{K}{2\pi f_c C_2} \quad (A7.6)$$

Y las frecuencias calculadas a partir de las impedancias Z_1 y Z_2 son:

$$f_{PR1} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_2 + C_3)} \quad (A7.7) \quad \text{Frecuencia del polo en el origen o polo 1}$$

$$f_{ZR} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{f_c}{K} \quad (A7.8) \quad \text{Frecuencia del cero}$$

$$f_{PR2} = \frac{1}{2\pi R_2 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} = f_c K \quad (A7.9) \quad \text{Frecuencia del polo 2}$$

Referencias

- [1] Rafael M. Lamaison Urioste, “Convertidores Estáticos de Energía: Convertidores CC/CC”, Apuntes Universidad Politécnica de Barcelona, 2005.
- [2] R. Erickson, “Fundamental of Power Electronics”, University of Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] M. I. A. Orozco, “Control No Lineal de Convertidores Conmutados CC/CC: Análisis de Prestaciones y Verificación Experimental,” tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, 2006.
- [4] Ferdinando Tonicello, “The control problem of maximum point power tracking in power systems”, European Space Power Conference, ESPC 2005.
- [5] Hans Jensen, Johnny Laursen, “Power conditioning for Rosetta / Mars express”, proc. of the 6th ESPC, 2002.
- [6] Wayne W. Weaver, Philip T. Krein,” Analysis and Applications of a Current-Sourced Buck Converter”, Applied Power Electronics Conference, APEC 2007.
- [7] Emilio Girón González, “Diseño automático del circuito de control del convertidor CA/CC elevador con corrección del factor de potencia”, Proyecto Fin de Carrera, 2009.
- [8] A. Capel, H. Spruyt, A. Weinberg, D. O’Sullivan, A. Crausaz, JC. Marpinard, “A versatile zero ripple topology”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007.
- [9] A. Fernández, H. Carbonnier, O. mourra, F. Tonicello, “A comparison between buck and super buck converters” ”, European Space Power Conference, ESPC 2011
- [10] J.Calvente, “Control en Modo Deslizante Aplicado a Sistemas de Acondicionamiento de Potencia de Satélites,” tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, 2001.
- [11] K.Ogata, “Ingeniería de Control Moderno”, Electrónica Industrial: Pearson Prentice Hall, 2003.

- [12] D. O'Sullivan, H. Spruyt, A. Crausaz, "PWM conductance control", Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88
- [13] Michele Sclocchi, "Input Filter Design for Switching Power Supplies", Application Note, National Semiconductor.
- [14] M^a del Carmen Raga Arroyo, "Estudio comparativo de etapas de control con lazo interno de tensión para aplicación en cargador de baterías", Proyecto Fin de Carrera, septiembre 2005.
- [15] Andrés Barrado y Antonio Lázaro, "Modelado y Control de Convertidores Electrónicos de potencia", apuntes de la asignatura de máster "control y modelado y control de sistemas electrónicos de potencia".
- [16] Carlos Andrés Torres, Carlos Restrepo, Alfonso Alzate, "Consideraciones de diseño estático y dinámico para convertidores" Revista Scientia et Técnica número 42, Universidad Tecnológica de Pereira, 2009.

